

Japanese Patent Laid-open No. HEI 6-237280 A

Publication date : August 23, 1994

Applicant : Mitsubishi Denki K.K.

Title : Receiver and Communication System Including Receiver

[Fig. 3] An example of a configuration of a receiver 300 in the communication system according to the first embodiment of the preset invention.

Fig. 3

Received signal

322 Phase comparator

340 Sequence estimator

Received data

(51)Int.Cl. ⁵	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 L 27/22	J	9297-5K		
H 0 3 M 13/00		8730-5J		
13/12		8730-5J		
H 0 4 L 27/18	B	9297-5K		

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 24 頁)

(21)出願番号 特願平5-22428

(22)出願日 平成5年(1993)2月10日

(71)出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72)発明者 小島 年春

鎌倉市大船五丁目1番1号 三菱電機株式

会社通信システム研究所内

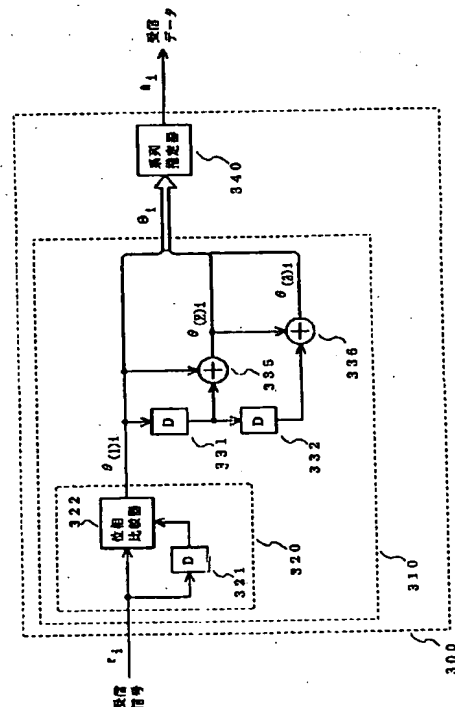
(74)代理人 弁理士 高田 守

(54)【発明の名称】 受信機およびこれを備えた通信システム

(57)【要約】

【目的】 畳込み符号の誤り訂正能力を有効に利用でき良好なBER特性を実現する受信機を得る。

【構成】 畳込み符号化され差動位相シフトキーイング変調された受信信号は、多重遅延検波回路310内の1シンボル遅延検波器320に入力される。1シンボル遅延素子321と位相比較器322により構成される1シンボル遅延検波器320は、現在の受信信号と1シンボル周期前の受信信号の位相差である1シンボル遅延検波信号を出力する。1シンボル遅延素子331、332及び 2π を法とする加算器335、336は、1シンボル遅延検波信号から2、3シンボル遅延検波信号を生成する。系列推定器340は、多重遅延検波回路310から出力される1、2、3シンボル遅延検波信号からビタビアルゴリズムに基づき送信データ系列を推定し、推定結果を受信データ系列として出力する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 畳込み符号化された送信データを差動位相シフトキーイング変調した送信信号を受信信号として受信して送信データに対応する受信データを得る受信機であって、

現在の受信信号と1, 2, ..., N (Nは2以上の整数)シンボル周期前の受信信号との位相差である1, 2, ..., Nシンボル遅延検波信号を生成する多重遅延検波手段と、

送信信号の差動位相の位相状態の遷移を用い、前記多重遅延検波手段の出力である1, 2, ..., Nシンボル遅延検波信号から送信データを推定し、推定結果を受信データとして出力する系列推定手段とを備えたことを特徴とする受信機。

【請求項2】 前記系列推定手段は、送信差動位相の変化に基づく位相トレリス線図を用い、前記多重遅延検波手段の出力である1, 2, ..., Nシンボル遅延検波信号から枝メトリックを生成し、ビタビアルゴリズムにより送信データを推定することを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の受信機。

【請求項3】 前記多重遅延検波手段は、現在の受信信号と1シンボル周期前の受信信号との位相差である1シンボル遅延検波信号を生成する1シンボル遅延検波手段を備え、

該1シンボル遅延検波手段から出力される1シンボル遅延検波信号を2, ..., Nシンボル連続して加算することにより、2, ..., Nシンボル遅延検波信号を生成することを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の受信機。

【請求項4】 前記1シンボル遅延検波手段は、受信信号を1シンボル周期遅延する遅延手段と、受信信号と前記遅延手段から出力される信号の位相を比較する位相比較手段とを備えたことを特徴とする特許請求の範囲第3項記載の受信機。

【請求項5】 前記1シンボル遅延検波手段は、受信信号の位相を検出して出力する位相検出手段と、該位相検出手段の出力を1シンボル周期遅延する遅延手段と、前記位相検出手段の出力から前記遅延手段の出力を減算する減算器とを備えたことを特徴とする特許請求の範囲第3項記載の受信機。

【請求項6】 送信データを畳込み符号化する畳込み符号化手段と、該畳込み符号化手段から出力される畳込み符号化データを送信差動位相に変換する割当て手段と、該割当て手段から出力される送信差動位相を差動符号化し、送信信号位相として出力する差動符号化手段と、該差動符号化手段から出力される送信信号位相に基づき差動位相シフトキーイング変調信号である送信信号を生成して出力する位相変調手段とを備えた送信機、および、

2

現在の受信信号と1, 2, ..., N (Nは2以上の整数)シンボル周期前の受信信号との位相差である1, 2, ..., Nシンボル遅延検波信号を生成する多重遅延検波手段と、

送信信号の差動位相の位相状態の遷移を用い、前記多重遅延検波手段の出力である1, 2, ..., Nシンボル遅延検波信号から送信データを推定し、推定結果を受信データとして出力する系列推定手段とを備えた受信機を備えたことを特徴とする通信システム。

10 【請求項7】 送信データを畳込み符号化する畳込み符号化手段と、

該畳込み符号化手段から出力される畳込み符号化データを送信差動位相に変換する割当て手段と、

該割当て手段から出力される送信差動位相を差動符号化し、変調位相として出力する差動符号化手段と、

該差動符号化手段から出力される変調位相の順序を所定の規則に基づき並べかえ、送信信号位相として出力するインタリーブ手段と、

20 該インタリーブ手段から出力される送信信号位相に基づき差動位相シフトキーイング変調信号である送信信号を生成して出力する位相変調手段とを備えた送信機、および、

受信信号の位相を検出して出力する位相検出手段と、該位相検出手段から出力される受信信号位相の順序を所定の規則に基づき並べかえ、検波位相として出力するデインタリーブ手段と、

30 現在の検波位相と1, 2, ..., N (Nは2以上の整数)シンボル周期前の検波位相との差である1, 2, ..., Nシンボル遅延検波信号を生成する多重遅延検波手段と、送信信号の差動位相の位相状態の遷移を用い、前記多重遅延検波手段の出力である1, 2, ..., Nシンボル遅延検波信号から送信データを推定し、推定結果を受信データとして出力する系列推定手段とを備えた受信機を備えたことを特徴とする通信システム。

40 【請求項8】 前記系列推定手段は、送信差動位相の変化に基づく位相トレリス線図を用い、前記多重遅延検波手段の出力である1, 2, ..., Nシンボル遅延検波信号から枝メトリックを生成し、ビタビアルゴリズムにより送信データを推定することを特徴とする特許請求の範囲第6項又は第7項記載の通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】この発明は、誤り訂正符号として畳込み符号を、また変調方式として差動位相シフトキーイング(以下、PSKと略称する; Phase-Shift Keying)変調を用いた通信システムおよびこれに適用する受信機の改良に関するものである。

【0002】

50 【従来の技術】従来の畳込み符号および差動PSK変調を用いた通信システムに適用する受信機については、例

えば文献「 $\pi/4$ シフトQPSKベースバンド遅延検波における軟判定ビタビ復号の検討」(美細津、松岡、山本、大西、牧本著、1991年電子情報通信学会秋季大会講演論文集、B-235)に記載されている。以下、図を用いて従来技術の説明を行う。

【0003】図19は従来の畳込み符号および差動PSK変調を用いた通信システムの構成を示す構成図であり、図において、100は送信機、110は畳込み符号器、120は割当て回路、130は差動符号器、140は位相変調器、200は受信機、210は位相遅延検波器、220は位相軟判定回路、230はビタビ復号器である。

【0004】次に動作について説明する。送信機100において、送信データ系列 $\{a_i\}$ ($a_i \in \{0, 1\}$; i はシンボル周期ごとに増加する自然数)は畳込み符号器110により畳込み符号化される。いま、畳込み符号器110は符号化率 $R=1/2$ の符号化を行い、第 i 番目の送信データ a_i に対して p_i, q_i ($p_i, q_i \in \{0, 1\}$)なる2ビットの畳込み符号化データを出力するものとする。出力された畳込み符号化データ

(p_i, q_i)は割当て回路120に入力される。割当て回路120からは畳込み符号化データ(p_i, q_i)の値に応じて送信差動位相 $\Delta\theta_i$ が出力される。ここで*

$$\theta_i = \theta_{i-1} + \Delta\theta_i \quad (\text{ただし、加算は } 2\pi \text{ を法とする})$$

【0008】差動符号器130から出力される送信信号位相 θ_i は位相変調器140に入力され、差動PSK信号である送信信号 $s_i = A \exp(-j\theta_i)$ ($A > 0$)が出力される。

【0009】一方、受信機200においては、

【0010】

【数2】

$$\theta_{(1)i} = \theta_{(0)i} - \theta_{(0)i-1} \quad (\text{ただし、減算は } 2\pi \text{ を法とする})$$

【0013】すなわち、位相遅延検波信号 $\theta_{(1)i}$ は現在の受信信号 r_i の位相 $\theta_{(0)i}$ から1シンボル周期前の受信信号位相 $\theta_{(0)i-1}$ を減じたものである。この位相遅延検波信号 $\theta_{(1)i}$ は位相軟判定回路220に入力され、 $\theta_{(1)i}$ の値に応じて位相軟判定データ x_i, y_i が出力される。但し、 x_i, y_i はそれぞれ畳込み符号化データ

*は変調方式として差動4相PSK変調を用いるものとし、畳込み符号化データ(p_i, q_i)と送信差動位相 $\Delta\theta_i$ との対応は次の表1に示すとおりであるものとする。

【0005】

【表1】

p_i	q_i	$\Delta\theta_i$
0	0	0
0	1	$\pi/2$
1	1	π
1	0	$3\pi/2$

【0006】割当て回路120から出力される送信差動位相 $\Delta\theta_i$ は差動符号器130に入力される。差動符号器130は次式により送信差動位相 $\Delta\theta_i$ を差動符号化し、送信信号位相 θ_i を出力する。なお、送信信号位相の初期値 θ_0 は、 $\theta_0 = \pi/4$ とする。

【0007】

【数1】

$$\text{※ 受信信号 } r_i = \bar{A} \exp(-j\theta_{(0)i}) \quad (\bar{A} > 0)$$

【0011】が位相遅延検波器210に入力され、位相遅延検波信号 $\theta_{(1)i}$ が出力される。ここで、 $\theta_{(1)i}$ は次式で与えられる。

【0012】

【数3】

$$\text{※ } \theta_{(1)i} = \theta_{(0)i} - \theta_{(0)i-1} \quad (\text{ただし、減算は } 2\pi \text{ を法とする})$$

p_i, q_i に対応する位相軟判定データである。また、ここでは8値軟判定を行うものとし、位相遅延検波信号 $\theta_{(1)i}$ と位相軟判定データ(x_i, y_i)との対応は次の表2に示すとおりであるものとする。

【0014】

【表2】

$\theta_{(1)i}$	x_i	y_i	$\theta_{(1)i}$	x_i	y_i
$0 \leq \theta_{(1)i} < \pi/16$	0	0	$\pi \leq \theta_{(1)i} < 17\pi/16$	7	7
$\pi/16 \leq \theta_{(1)i} < \pi/8$	0	1	$17\pi/16 \leq \theta_{(1)i} < 9\pi/8$	7	6
$\pi/8 \leq \theta_{(1)i} < 3\pi/16$	0	2	$9\pi/8 \leq \theta_{(1)i} < 19\pi/16$	7	5
$3\pi/16 \leq \theta_{(1)i} < \pi/4$	0	3	$19\pi/16 \leq \theta_{(1)i} < 5\pi/4$	7	4
$\pi/4 \leq \theta_{(1)i} < 5\pi/16$	0	4	$5\pi/4 \leq \theta_{(1)i} < 21\pi/16$	7	3
$5\pi/16 \leq \theta_{(1)i} < 3\pi/8$	0	5	$21\pi/16 \leq \theta_{(1)i} < 11\pi/8$	7	2
$3\pi/8 \leq \theta_{(1)i} < 7\pi/16$	0	6	$11\pi/8 \leq \theta_{(1)i} < 23\pi/16$	7	1
$7\pi/16 \leq \theta_{(1)i} < \pi/2$	0	7	$23\pi/16 \leq \theta_{(1)i} < 3\pi/2$	7	0
$\pi/2 \leq \theta_{(1)i} < 9\pi/16$	0	7	$3\pi/2 \leq \theta_{(1)i} < 25\pi/16$	7	0
$9\pi/16 \leq \theta_{(1)i} < 5\pi/8$	1	7	$25\pi/16 \leq \theta_{(1)i} < 13\pi/8$	6	0
$5\pi/8 \leq \theta_{(1)i} < 11\pi/16$	2	7	$13\pi/8 \leq \theta_{(1)i} < 27\pi/16$	5	0
$11\pi/16 \leq \theta_{(1)i} < 3\pi/4$	3	7	$27\pi/16 \leq \theta_{(1)i} < 7\pi/4$	4	0
$3\pi/4 \leq \theta_{(1)i} < 13\pi/16$	4	7	$7\pi/4 \leq \theta_{(1)i} < 29\pi/16$	3	0
$13\pi/16 \leq \theta_{(1)i} < 7\pi/8$	5	7	$29\pi/16 \leq \theta_{(1)i} < 15\pi/8$	2	0
$7\pi/8 \leq \theta_{(1)i} < 15\pi/16$	6	7	$15\pi/8 \leq \theta_{(1)i} < 31\pi/16$	1	0
$15\pi/16 \leq \theta_{(1)i} < \pi$	7	7	$31\pi/16 \leq \theta_{(1)i} < 2\pi$	0	0

【0015】位相軟判定回路220から出力される位相軟判定データ (x_i , y_i) はビタビ復号器230に入力される。ビタビ復号器230は、ビタビアルゴリズムを用いた畳込み符号の復号方法であるビタビ復号法により位相軟判定データ (x_i , y_i) を復号し、送信データ a_i に対応する

【0016】

【数4】

受信データ a_i ($a_i \in \{0, 1\}$)

【0017】を出力する。なお、ビタビ復号法については、例えば文献「符号理論」(今井著、電子情報通信学会、1990年)などに記載されているので、詳細な説明は省略する。

【0018】

【発明が解決しようとする課題】このように、従来の畳込み符号および差動PSK変調を用いた通信システムでは、受信機200において、ただ1種類の位相遅延検波信号 $\theta_{(1)i}$ から得られる位相軟判定データ (x_i , y_i) のみを用いて

【0019】

【数5】

受信データ a_i

【0020】を決定している。このため、遅延検波方式特有の誤りの発生により畳込み符号の誤り訂正能力を十分に利用することができず、従って受信機200のビット誤り率(以下、BERと略称する; Bit Error Rate)が劣ってしまい、信頼性の高い通信を行い難いという問題点があった。

【0021】本発明は上記の問題点を解消するためになされたものであり、畳込み符号の誤り訂正能力を有効に利用でき、従って良好なBER特性を実現する受信機を得ることを目的とし、さらにこの受信機を備えることにより信頼性の高い通信を行い得る畳込み符号および差動PSK変調を用いた通信システムを提供することを目的とする。

【0022】

【課題を解決するための手段】本発明に係る通信システムは、送信データを畳込み符号化する畳込み符号化手段と、該畳込み符号化手段から出力される畳込み符号化データを送信差動位相に変換する割当て手段と、該割当て手段から出力される送信差動位相を差動符号化し、送信信号位相として出力する差動符号化手段と、該差動符号

化手段から出力される送信信号位相に基づき差動位相シフトキーイング変調信号である送信信号を生成して出力する位相変調手段とを備えた送信機、および、現在の受信信号と1, 2, ..., N (Nは2以上の整数) シンボル周期前の受信信号との位相差である1, 2, ..., Nシンボル遅延検波信号を生成する多重遅延検波手段と、送信差動位相の変化に基づく位相トレリス線図を用い、前記多重遅延検波回路の出力である1, 2, ..., Nシンボル遅延検波信号から枝メトリックを生成し、ビタビアルゴリズムにより送信データを推定し、推定結果を受信データとして出力する系列推定手段とを備えた受信機、を備えるようにしたものである。

【0023】また、送信データを畳込み符号化する畳込み符号化手段と、該畳込み符号化手段から出力される畳込み符号化データを送信差動位相に変換する割当て手段と、該割当て手段から出力される送信差動位相を差動符号化し、変調位相として出力する差動符号化手段と、該差動符号化手段から出力される変調位相の順序を所定の規則に基づき並べかえ、送信信号位相として出力するインタリーブ手段と、該インタリーブ手段から出力される送信信号位相に基づき差動位相シフトキーイング変調信号である送信信号を生成して出力する位相変調手段とを備えた送信機、および、受信信号の位相を検出して出力する位相検出手段と、該位相検出手段から出力される受信信号位相の順序を所定の規則に基づき並べかえ、検波位相として出力するデインタリーブ手段と、現在の検波位相と1, 2, ..., N (Nは2以上の整数) シンボル周期前の検波位相との差である1, 2, ..., Nシンボル遅延検波信号を生成する多重遅延検波手段と、送信差動位相の変化に基づく位相トレリス線図を用い、前記多重遅延検波回路の出力である1, 2, ..., Nシンボル遅延検波信号から枝メトリックを生成し、ビタビアルゴリズムにより送信データを推定し、推定結果を受信データとして出力する系列推定手段とを備えた受信機、を備えるようにしたものである。

【0024】

【作用】本発明に係る通信システムの受信機において、多重遅延検波手段は1, 2, ..., Nシンボル遅延検波信号を生成し、系列推定手段は多重遅延検波手段から出力されるN種類の遅延検波信号を用いて受信データを決定する。このようにすることにより、ただ1種類の遅延検波信号から得られる位相軟判定データのみを用いて受信データを決定する従来の通信システムの受信機よりBER特性が向上する。

【0025】また、本発明に係る通信システムの送信機において、インタリーブ手段は差動符号化手段から出力される変調位相の順序を並べかえて位相変調手段に出力し、受信機において、デインタリーブ手段は位相検出手

段から出力される受信信号位相の順序を並べかえて多重遅延検波手段に出力する。このようにすることにより、インタリーブを行わない場合に多重遅延検波手段から出力される1, 2, ..., Nシンボル遅延検波信号間に成立する関係を保存する好適なインタリーブを行うことができ、フェージング通信路などのバースト誤り通信路におけるBER特性が向上する。

【0026】

【実施例】

10 実施例1. 以下、図を用いて実施例1について説明する。図1は、実施例1による通信システムにおける送信機の構成の一例を示す構成図であり、図において、132は 2π を法とする加算器、134は遅延時間が1シンボル周期に等しい遅延素子（以下、「1シンボル遅延素子」と称する）である。なお、図19と同一または相当部分は同一符号を付してその説明は省略する。図2は、送信機100内の畳込み符号器110の構成の一例を示す構成図であり、図において、112、114は1シンボル遅延素子、116、118は 2 を法とする加算器で

20 30 40 50 60 70 80 90 100 110 120 130 140 150 160 170 180 190 200 210 220 230 240 250 260 270 280 290 300 310 320 330 340 350 360 370 380 390 400 410 420 430 440 450 460 470 480 490 500 510 520 530 540 550 560 570 580 590 600 610 620 630 640 650 660 670 680 690 700 710 720 730 740 750 760 770 780 790 800 810 820 830 840 850 860 870 880 890 900 910 920 930 940 950 960 970 980 990 1000 1010 1020 1030 1040 1050 1060 1070 1080 1090 1100 1110 1120 1130 1140 1150 1160 1170 1180 1190 1200 1210 1220 1230 1240 1250 1260 1270 1280 1290 1300 1310 1320 1330 1340 1350 1360 1370 1380 1390 1400 1410 1420 1430 1440 1450 1460 1470 1480 1490 1500 1510 1520 1530 1540 1550 1560 1570 1580 1590 1600 1610 1620 1630 1640 1650 1660 1670 1680 1690 1700 1710 1720 1730 1740 1750 1760 1770 1780 1790 1800 1810 1820 1830 1840 1850 1860 1870 1880 1890 1900 1910 1920 1930 1940 1950 1960 1970 1980 1990 2000 2010 2020 2030 2040 2050 2060 2070 2080 2090 2100 2110 2120 2130 2140 2150 2160 2170 2180 2190 2200 2210 2220 2230 2240 2250 2260 2270 2280 2290 2300 2310 2320 2330 2340 2350 2360 2370 2380 2390 2400 2410 2420 2430 2440 2450 2460 2470 2480 2490 2500 2510 2520 2530 2540 2550 2560 2570 2580 2590 2600 2610 2620 2630 2640 2650 2660 2670 2680 2690 2700 2710 2720 2730 2740 2750 2760 2770 2780 2790 2800 2810 2820 2830 2840 2850 2860 2870 2880 2890 2900 2910 2920 2930 2940 2950 2960 2970 2980 2990 3000 3010 3020 3030 3040 3050 3060 3070 3080 3090 3100 3110 3120 3130 3140 3150 3160 3170 3180 3190 3200 3210 3220 3230 3240 3250 3260 3270 3280 3290 3300 3310 3320 3330 3340 3350 3360 3370 3380 3390 3400 3410 3420 3430 3440 3450 3460 3470 3480 3490 3500 3510 3520 3530 3540 3550 3560 3570 3580 3590 3600 3610 3620 3630 3640 3650 3660 3670 3680 3690 3700 3710 3720 3730 3740 3750 3760 3770 3780 3790 3800 3810 3820 3830 3840 3850 3860 3870 3880 3890 3900 3910 3920 3930 3940 3950 3960 3970 3980 3990 4000 4010 4020 4030 4040 4050 4060 4070 4080 4090 4100 4110 4120 4130 4140 4150 4160 4170 4180 4190 4200 4210 4220 4230 4240 4250 4260 4270 4280 4290 4300 4310 4320 4330 4340 4350 4360 4370 4380 4390 4400 4410 4420 4430 4440 4450 4460 4470 4480 4490 4500 4510 4520 4530 4540 4550 4560 4570 4580 4590 4600 4610 4620 4630 4640 4650 4660 4670 4680 4690 4700 4710 4720 4730 4740 4750 4760 4770 4780 4790 4800 4810 4820 4830 4840 4850 4860 4870 4880 4890 4900 4910 4920 4930 4940 4950 4960 4970 4980 4990 5000 5010 5020 5030 5040 5050 5060 5070 5080 5090 5100 5110 5120 5130 5140 5150 5160 5170 5180 5190 5200 5210 5220 5230 5240 5250 5260 5270 5280 5290 5300 5310 5320 5330 5340 5350 5360 5370 5380 5390 5400 5410 5420 5430 5440 5450 5460 5470 5480 5490 5500 5510 5520 5530 5540 5550 5560 5570 5580 5590 5600 5610 5620 5630 5640 5650 5660 5670 5680 5690 5700 5710 5720 5730 5740 5750 5760 5770 5780 5790 5800 5810 5820 5830 5840 5850 5860 5870 5880 5890 5900 5910 5920 5930 5940 5950 5960 5970 5980 5990 6000 6010 6020 6030 6040 6050 6060 6070 6080 6090 6100 6110 6120 6130 6140 6150 6160 6170 6180 6190 6200 6210 6220 6230 6240 6250 6260 6270 6280 6290 6300 6310 6320 6330 6340 6350 6360 6370 6380 6390 6400 6410 6420 6430 6440 6450 6460 6470 6480 6490 6500 6510 6520 6530 6540 6550 6560 6570 6580 6590 6600 6610 6620 6630 6640 6650 6660 6670 6680 6690 6700 6710 6720 6730 6740 6750 6760 6770 6780 6790 6800 6810 6820 6830 6840 6850 6860 6870 6880 6890 6900 6910 6920 6930 6940 6950 6960 6970 6980 6990 7000 7010 7020 7030 7040 7050 7060 7070 7080 7090 7100 7110 7120 7130 7140 7150 7160 7170 7180 7190 7200 7210 7220 7230 7240 7250 7260 7270 7280 7290 7300 7310 7320 7330 7340 7350 7360 7370 7380 7390 7400 7410 7420 7430 7440 7450 7460 7470 7480 7490 7500 7510 7520 7530 7540 7550 7560 7570 7580 7590 7600 7610 7620 7630 7640 7650 7660 7670 7680 7690 7700 7710 7720 7730 7740 7750 7760 7770 7780 7790 7800 7810 7820 7830 7840 7850 7860 7870 7880 7890 7900 7910 7920 7930 7940 7950 7960 7970 7980 7990 8000 8010 8020 8030 8040 8050 8060 8070 8080 8090 8100 8110 8120 8130 8140 8150 8160 8170 8180 8190 8200 8210 8220 8230 8240 8250 8260 8270 8280 8290 8300 8310 8320 8330 8340 8350 8360 8370 8380 8390 8400 8410 8420 8430 8440 8450 8460 8470 8480 8490 8500 8510 8520 8530 8540 8550 8560 8570 8580 8590 8600 8610 8620 8630 8640 8650 8660 8670 8680 8690 8700 8710 8720 8730 8740 8750 8760 8770 8780 8790 8800 8810 8820 8830 8840 8850 8860 8870 8880 8890 8900 8910 8920 8930 8940 8950 8960 8970 8980 8990 9000 9010 9020 9030 9040 9050 9060 9070 9080 9090 9100 9110 9120 9130 9140 9150 9160 9170 9180 9190 9200 9210 9220 9230 9240 9250 9260 9270 9280 9290 9300 9310 9320 9330 9340 9350 9360 9370 9380 9390 9400 9410 9420 9430 9440 9450 9460 9470 9480 9490 9500 9510 9520 9530 9540 9550 9560 9570 9580 9590 9600 9610 9620 9630 9640 9650 9660 9670 9680 9690 9700 9710 9720 9730 9740 9750 9760 9770 9780 9790 9800 9810 9820 9830 9840 9850 9860 9870 9880 9890 9900 9910 9920 9930 9940 9950 9960 9970 9980 9990 10000 10010 10020 10030 10040 10050 10060 10070 10080 10090 10100 10110 10120 10130 10140 10150 10160 10170 10180 10190 10200 10210 10220 10230 10240 10250 10260 10270 10280 10290 10300 10310 10320 10330 10340 10350 10360 10370 10380 10390 10400 10410 10420 10430 10440 10450 10460 10470 10480 10490 10500 10510 10520 10530 10540 10550 10560 10570 10580 10590 10600 10610 10620 10630 10640 10650 10660 10670 10680 10690 10700 10710 10720 10730 10740 10750 10760 10770 10780 10790 10800 10810 10820 10830 10840 10850 10860 10870 10880 10890 10900 10910 10920 10930 10940 10950 10960 10970 10980 10990 11000 11010 11020 11030 11040 11050 11060 11070 11080 11090 11100 11110 11120 11130 11140 11150 11160 11170 11180 11190 11200 11210 11220 11230 11240 11250 11260 11270 11280 11290 11300 11310 11320 11330 11340 11350 11360 11370 11380 11390 11400 11410 11420 11430 11440 11450 11460 11470 11480 11490 11500 11510 11520 11530 11540 11550 11560 11570 11580 11590 11600 11610 11620 11630 11640 11650 11660 11670 11680 11690 11700 11710 11720 11730 11740 11750 11760 11770 11780 11790 11800 11810 11820 11830 11840 11850 11860 11870 11880 11890 11900 11910 11920 11930 11940 11950 11960 11970 11980 11990 12000 12010 12020 12030 12040 12050 12060 12070 12080 12090 12100 12110 12120 12130 12140 12150 12160 12170 12180 12190 12200 12210 12220 12230 12240 12250 12260 12270 12280 12290 12300 12310 12320 12330 12340 12350 12360 12370 12380 12390 12400 12410 12420 12430 12440 12450 12460 12470 12480 12490 12500 12510 12520 12530 12540 12550 12560 12570 12580 12590 12600 12610 12620 12630 12640 12650 12660 12670 12680 12690 12700 12710 12720 12730 12740 12750 12760 12770 12780 12790 12800 12810 12820 12830 12840 12850 12860 12870 12880 12890 12900 12910 12920 12930 12940 12950 12960 12970 12980 12990 13000 13010 13020 13030 13040 13050 13060 13070 13080 13090 13100 13110 13120 13130 13140 13150 13160 13170 13180 13190 13200 13210 13220 13230 13240 13250 13260 13270 13280 13290 13300 13310 13320 13330 13340 13350 13360 13370 13380 13390 13400 13410 13420 13430 13440 13450 13460 13470 13480 13490 13500 13510 13520 13530 13540 13550 13560 13570 13580 13590 13600 13610 13620 13630 13640 13650 13660 13670 13680 13690 13700 13710 13720 13730 13740 13750 13760 13770 13780 13790 13800 13810 13820 13830 13840 13850 13860 13870 13880 13890 13900 13910 13920 13930 13940 13950 13960 13970 13980 13990 14000 14010 14020 14030 14040 14050 14060 14070 14080 14090 14100 14110 14120 14130 14140 14150 14160 14170 14180 14190 14200 14210 14220 14230 14240 14250 14260 14270 14280 14290 14300 14310 14320 14330 14340 14350 14360 14370 14380 14390 14400 14410 14420 14430 14440 14450 14460 14470 14480 14490 14500 14510 14520 14530 14540 14550 14560 14570 14580 14590 14600 14610 14620 14630 14640 14650 14660 14670 14680 14690 14700 14710 14720 14730 14740 14750 14760 14770 14780 14790 14800 14810 14820 14830 14840 14850 14860 14870 14880 14890 14900 14910 14920 14930 14940 14950 14960 14970 14980 14990 15000 15010 15020 15030 15040 15050 15060 15070 15080 15090 15100 15110 15120 15130 15140 15150 15160 15170 15180 15190 15200 15210 15220 15230 15240 15250 15260 15270 15280 15290 15300 15310 15320 15330 15340 15350 15360 15370 15380 15390 15400 15410 15420 15430 15440 15450 15460 15470 15480 15490 15500 15510 15520 15530 15540 15550 15560 15570 15580 15590 15600 15610 15620 15630 15640 15650 15660 15670 15680 15690 15700 15710 15720 15730 15740 15750 15760 15770 15780 15790 15800 15810 15820 15830 15840 15850 15860 15870 15880 15890 15900 15910 15920 15930 15940 15950 15960 15970 15980 15990 16000 16010 16020 16030 16040 16050 16060 16070 16080 16090 16100 16110 16120 16130 16140 16150 16160 16170 16180 16190 16200 16210 16220 16230 16240 16250 16260 16270 16280 16290 16300 16310 16320 16330 16340 16350 16360 16370 16380 16390 16400 16410 16420 16430 16440 16450 16460 16470 16480 16490 16500 16510 16520 16530 16540 16550 16560 16570 16580 16590 16600 16610 16620 16630 16640 16650 16660 16670 16680 16690 16700 16710 16720 16730 16740 16750 16760 16770 16780 16790 16800 16810 16820 16830 16840 16850 16860 16870 16880 16890 16900 16910 16920 16930 16940 16950 16960 16970 16980 16990 17000 17010 17020 17030 17040 17050 17060 17070 17080 17090 17100 17110 17120 17130 17140 17150 17160 17170 17180 17190 17200 17210 17220 17230 17240 17250 17260 17270 17280 17290 17300 17310 17320 17330 17340 17350 17360 17370 17380 17390 17400 17410 17420 17430 17440 17450 17460 17470 17480 17490 17500 17510 17520 17530 17540 17550 17560 17570 17580 17590 17600 17610 17620 17630 17640 17650 17660 17670 17680 17690 17700 17710 17720 17730 17740 17750 17760 17770 17780 17790 17800 17810 17820 17830 17840 17850 17860 17870 17880 17890 17900 17910 17920 17930 17940 17950 17960 17970 17980 17990 18000 18010 18020 18030 18040 18050 18060 18070 18080 18090 18100 18110 18120 18130 18140 18150 18160 18170 18180 18190 18200 18210 18220 18230 18240 18250 18260 18270 18280 18290 18300 18310 18320 18330 18340 18350 18360 18370 18380 18390 18400 18410 18420 18430 18440 18450 18460 18470 18480 18490 18500 18510 18520 18530 18540 18550 18560 18570 18580 18590 18600 18610 18620 18630 18640 18650 18660 18670 18680 18690 18700 18710 18720 18730 18740 18750 18760 18770 18780 18790 18800 18810 18820 18830 18840 18850 18860 18870 18880 18890 18900 18910 18920 18930 18940 18950 18960 18970 18980 18990 19000 19010 19020 19030 19040 19050 19060 19070 19080 19090 19100 19110 19120 19130 19140 19150 19160 19170 19180 19190 19200 19210 19220 19230 19240 19250 19260 19270 19280 19290 19300 19310 19320 19330 19340 19350 19360 19370 19380 19390 19400 19410 19420 19430 19440 19450 19460 19470 19480 19490 19500 19510 19520 19530 19540 19550 19560 19570 19580 19590 19600 19610 19620 19630 19640 19650 19660 19670 19680 19690 19700 19710 19720 19730 19740 19750 19760 19770 19780 19790 19800 19810 19820 19830 19840 19850 19860 19870 19880 19890 19900 19910 19920 19930 19940 19950 19

9

10

$$G_1(x) = 1 + x + x^2$$

[3]

$$G_2(x) = 1 + x^2$$

[4]

【0030】畳込み符号器110から出力された畳込み符号化データ(p_i, q_i)は割当て回路120に入力される。割当て回路120からは畳込み符号化データ(p_i, q_i)の値に応じて送信差動位相 $\Delta\theta_i$ が出力される。ここでは変調方式として差動4相PSK変調を用いるものとし、畳込み符号化データ(p_i, q_i)と送信差動位相 $\Delta\theta_i$ との対応は次の表3に示すとおりであるものとする。

【0031】

【表3】

p_i	q_i	$\Delta\theta_i$
0	0	0
0	1	$\pi/2$
1	1	π
1	0	$3\pi/2$

20

$$\theta_i = \theta_{i-1} + \Delta\theta_i \quad (\text{但し、}\theta_0 = \pi/4, \text{加算は } 2\pi \text{ を法とする}) \quad [5]$$

【0034】差動符号器130から出力された送信信号位相 θ_i は位相変調器140に入力され、差動4相PSK信号である送信信号 $s_i = A \exp(-j\theta_i)$ ($A > 0$)が出力される。

【0035】次に、図3および図4を用いて受信機300の動作を説明する。図3に示す受信機300において、

【0036】

【数8】

$$\text{受信信号 } r_i = A \exp(-j\theta_{(0)i}) \quad (A > 0)$$

※

$$\theta_{(1)i} = \theta_{(0)i} - \theta_{(0)i-1} \quad (\text{但し、減算は } 2\pi \text{ を法とする})$$

[6]

【0039】次に、1シンボル遅延検波器320から出力される現在の受信信号と1シンボル周期前の受信信号との位相差である1シンボル遅延検波信号 $\theta_{(1)i}$ を用いて、現在の受信信号と2, ..., N (N は2以上の整数)シンボル周期前の受信信号との位相差である2, ..., Nシンボル遅延検波信号を生成する。以下、数式を用いて★

$$\theta_{(n)i} = \theta_{(0)i} - \theta_{(0)i-n} \quad (\text{但し、減算は } 2\pi \text{ を法とする})$$

【0041】この式[7]と前記の式[6]より、次式が成立する。

*【0032】割当て回路120から出力される送信差動位相 $\Delta\theta_i$ は差動符号器130に入力される。差動符号器130は、 2π を法とする加算器132と1シンボル遅延素子134から構成され、次式で表される差動符号化を行い、送信信号位相 θ_i を出力する。

【0033】

【数7】

※【0037】は多重遅延検波回路310内の1シンボル遅延検波器320に入力される。本実施例では、1シンボル遅延検波器320は1シンボル遅延素子321と位相比較器322により構成される。位相比較器322は現在の受信信号 r_i の位相 $\theta_{(0)i}$ を1シンボル遅延素子321から出力される1シンボル周期前の受信信号 r_{i-1} の位相 $\theta_{(0)i-1}$ と比較し、その結果を1シンボル遅延検波信号 $\theta_{(1)i}$ として出力する。すなわち、 $\theta_{(1)i}$ は次式で与えられる。

【0038】

【数9】

★生成手順を説明する。 n (n は2以上の整数)シンボル遅延検波信号 $\theta_{(n)i}$ は、現在の受信信号と n シンボル周期前の受信信号との位相差であるから、次式で表される。

【0040】

【数10】

【数11】

[7]

【0042】

50

$$\begin{aligned}
 \theta_{(n+1)i} - \theta_{(n)i} &= (\theta_{(0)i} - \theta_{(0)i-n-1}) - (\theta_{(0)i} - \theta_{(0)i-n}) \\
 &= \theta_{(0)i-n} - \theta_{(0)i-n-1} \\
 &= \theta_{(1)i-n} \quad (\text{但し、加減算は } 2\pi \text{ を法とする}) \quad [8]
 \end{aligned}$$

【0043】従って、 n シンボル遅延検波信号 $\theta_{(n)i}$ を
与える次の漸化式が成立する。

$$\theta_{(n+1)i} = \theta_{(n)i} + \theta_{(1)i-n} \quad (\text{但し、加算は } 2\pi \text{ を法とする}) \quad [9]$$

【0045】すなわち、1シンボル遅延検波信号を順次加算することにより、2, ..., N シンボル遅延検波信号を生成できる。なお、本発明において生成する遅延検波信号の数 N を、以後は「最大遅延シンボル数」と称する。本実施例においては、最大遅延シンボル数 $N=3$ である。いま、1シンボル遅延検波器320から1シンボル遅延検波信号 $\theta_{(1)i}$ が出力されるとすると、1シンボル遅延素子331からは $\theta_{(1)i-1}$ が出力される。従って、 2π を法とする加算器335からは、 $\theta_{(1)i} + \theta_{(1)i-1} = \theta_{(2)i}$ 、すなわち2シンボル遅延検波信号が出力される。同様に、1シンボル遅延素子332からは $\theta_{(2)i}$ ※
受信データ系列 $\{a_i\}$

※ $\theta_{(1)i-2}$ が出力されるので、 2π を法とする加算器336からは、 $\theta_{(2)i} + \theta_{(1)i-2} = \theta_{(3)i}$ 、すなわち3シンボル遅延検波信号が出力される。

【0046】このように、多重遅延検波回路310により生成された1, 2, ..., N シンボル遅延検波信号からなる位相差シンボル系列 $\{\theta_i\} = (\theta_{(1)i}, \theta_{(2)i}, \dots, \theta_{(N)i})$ は系列推定器340に入力される。系列推定器340は、位相差シンボル系列 $\{\theta_i\}$ から送信データ系列 $\{a_i\}$ を推定し、推定結果を

【0047】
【数13】

【0048】として出力する。

【0049】以下、位相差シンボル系列 $\{\theta_i\}$ から送信データ系列 $\{a_i\}$ を推定する手法について図を用いて説明する。図2の畳込み符号器110の内部状態の遷移を示すトレリス線図は図5で表される。図5においては、図の左側にある状態が右側にある状態に遷移する。例えば、状態 $(0, 0)$ および状態 $(1, 0)$ は状態 $(0, 0)$ および状態 $(0, 1)$ に遷移する。また、状態遷移を示す各々の枝に付した数字は、それぞれ畳込み符号器110に入力される送信データ a_i と出力される畳込み符号化データ p_i, q_i を示している。例えば、状態 $(1, 0)$ から状態 $(0, 0)$ に遷移する枝に付された“0/11”は、この状態遷移が生じる際の送信データ a_i および畳込み符号化データ p_i, q_i の値が、それぞれ $a_i = 0, p_i = 1, q_i = 1$ であることを示している。

【0050】ところで、送信機100においては、畳込み符号器110から出力される畳込み符号化データ p_i, q_i と割当て回路120から出力される送信差動位相 $\Delta\theta_i$ は1対1に対応し、その対応関係は前記の表3で表される。従って、畳込み符号器110の状態遷移には特定の送信差動位相 $\Delta\theta_i$ が対応する。この対応関係を表すトレリス線図を図6に示す。図6において、状態遷移を示す各々の枝に付した数字は、それぞれ畳込み符号器110に入力される送信データ a_i と割当て回路120から出力される送信差動位相 $\Delta\theta_i$ を示している。

例えば、状態 $(1, 0)$ から状態 $(0, 0)$ に遷移する枝に付された“0, π ”は、この状態遷移が生じる際の送信データ a_i および送信差動位相 $\Delta\theta_i$ の値が、それぞれ $a_i = 0, \Delta\theta_i = \pi$ であることを示している。

【0051】ここで、図7に示すように、状態 $(0, 0)$ および状態 $(1, 0)$ から状態 $(0, 0)$ を経由し、再び状態 $(0, 0)$ を経由した後に状態 $(0, 0)$ および状態 $(0, 1)$ に至る状態遷移を考える。この状態遷移に伴い、割当て回路120から出力される送信差動位相 $\Delta\theta_i$ の値は“0”および“ π ”から“0”となり、次いで“0”および“ π ”へと変化することは図7より明らかである。従って、時間的に連続する2個の送信差動位相の組み合わせ $(\Delta\theta_{i-1}, \Delta\theta_i)$ を1個の状態とみなすと、図7は状態 $(0, 0)$ および状態 $(\pi, 0)$ から状態 $(0, 0)$ および状態 $(0, \pi)$ への状態遷移を表しているものと解釈できる。

【0052】このとき、状態 $(0, 0)$ への遷移は送信データ $a_i = 0$ に対応し、状態 $(0, \pi)$ への遷移は送信データ $a_i = 1$ に対応している。従って、図7を、送信データ a_i が入力された場合の状態 $(\Delta\theta_{i-1}, \Delta\theta_i)$ の遷移を表すトレリス線図に変形できる。このような変形を行った結果を図8に示す。図8において、状態遷移を示す各々の枝に付した数字は、それぞれ畳込み符号器110に入力される送信データ a_i と割当て回路120から出力される送信差動位相 $\Delta\theta_i$ を示している。

例えば、状態 $(\pi, 0)$ から状態 $(0, \pi)$ に遷移する

枝に付された“1, π ”は、この状態遷移が生じる際の送信データ a_i および送信差動位相 $\Delta \theta_i$ の値が、それぞれ $a_i = 1$, $\Delta \theta_i = \pi$ であることを示している。

【0053】同様に、畳込み符号器110に入力される送信データ a_i と割当て回路120から出力される送信差動位相 $\Delta \theta_i$ の関係に着目すると、状態 $(\Delta \theta_{i-1}, \Delta \theta_i)$ の全ての遷移を示すトレリス線図として、図9が得られる。図9において、状態遷移を示す各々の枝に付した数字は、その状態遷移が生じる際の送信データ a_i の値を示している。従って、図9のトレリス線図を用いれば、送信差動位相を組み合わせた状態 $(\Delta \theta_{i-1}, \Delta \theta_i)$ の遷移を推定することにより、送信デ*

$$\theta_{(1)i} = \Delta \theta_i$$

$$\theta_{(2)i} = \theta_{(1)i} + \theta_{(1)i-1} = \Delta \theta_i + \Delta \theta_{i-1}$$

$$\theta_{(3)i} = \theta_{(2)i} + \theta_{(1)i-2} = \Delta \theta_i + \Delta \theta_{i-1} + \Delta \theta_{i-2}$$

(但し、加算は 2π を法とする)

【0056】この関係を利用することにより、1, 2, 3シンボル遅延検波信号からなる位相差シンボル $\Theta_i = (\theta_{(1)i}, \theta_{(2)i}, \theta_{(3)i})$ の値に基づいて状態 $(\Delta \theta_{i-2}, \Delta \theta_{i-1})$ から状態 $(\Delta \theta_{i-1}, \Delta \theta_i)$ への遷移を、従って送信データ a_i の値を推定できる。

【0057】本実施例においては、系列推定器340は図9のトレリス線図に基づき、ビタビアルゴリズムを用いて位相差シンボル系列 $\{\Theta_i\}$ から送信データ系列 $\{a_i\}$ を推定し、推定結果を受信データ系列 $\{a_i\}$ として出力する。ビタビアルゴリズムを用いて受信データ系列 $\{a_i\}$ を出力するという点で、本実施例の系列推定器340は従来例のビタビ復号器230に相当する。しかし、従来例におけるビタビ復号器230は、ただ1種類の位相遅延検波信号から得られる位相軟判定データ (x_i, y_i) のみを入力とし、使用するトレリス線図も畳込み符号器110の内部状態の遷移を表す図5である。これに対し、本実施例における系列推定器340は、多重遅延検波回路310から出力される1, 2, ..., Nシンボル遅延検波信号からなる位相差シンボル $\Theta_i = (\theta_{(1)i}, \theta_{(2)i}, \dots, \theta_{(N)i})$ を入力とし、使用するトレリス線図は送信差動位相 $\Delta \theta_i$ を組み合わせた※

$$\lambda(\Phi_{i-1}, \Phi_i | \Theta_i) = \sum_{n=1}^N |\theta_{(n)i} - \sum_{k=0}^{n-1} \phi_{i-k}| \quad [13]$$

(但し、絶対値記号内の加算は 2π を法とする加算とし、

その値域は $-\pi$ 以上 π 未満とする)

【0060】枝メトリック生成回路342から出力され

*ータ a_i の値をも推定できる。

【0054】いま、状態 $(\Delta \theta_{i-2}, \Delta \theta_{i-1})$ から状態 $(\Delta \theta_{i-1}, \Delta \theta_i)$ への遷移が生じたものとする。このとき、通信路に雑音が存在しない(すなわち受信信号 r_i が送信信号 s_i に等しく、 $\theta_{(0)i} = \theta_i$ が成立する)ならば、送信差動位相 $\Delta \theta_i$ と1シンボル遅延検波信号 $\theta_{(1)i}$ の値は等しくなる。従って、この場合、送信差動位相と1, 2, 3シンボル遅延検波信号 $\theta_{(1)i}, \theta_{(2)i}, \theta_{(3)i}$ との間には次式の関係が成立する。

【0055】

【数14】

[10]

[11]

[12]

※状態の遷移を表す図9であり、全く異なる。

【0058】以下、系列推定器340の動作について述べる。但し、ビタビアルゴリズムによる系列推定法は前述の文献「符号理論」等に詳述されているので、ここでは概略を述べることにする。図4に示すように、系列推定器340は枝メトリック生成回路342、ACS回路344、パスメモリ346から構成されている。多重遅延検波回路310から出力された位相差シンボル $\Theta_i = (\theta_{(1)i}, \theta_{(2)i}, \dots, \theta_{(N)i})$ は系列推定器340内の枝メトリック生成回路342に入力される。枝メトリック生成回路342は位相差シンボル Θ_i を用いて図9のトレリス線図に示された状態遷移を表す枝の全てに対する枝メトリックを生成する。すなわち、位相差シンボル $\Theta_i = (\theta_{(1)i}, \theta_{(2)i}, \dots, \theta_{(N)i})$ が入力された場合、枝メトリック生成回路342は、任意の状態 $\Phi_{i-1} = (\phi_{i-N+1}, \phi_{i-N+2}, \dots, \phi_{i-1})$ から状態 $\Phi_i = (\phi_{i-N+2}, \phi_{i-N+3}, \dots, \phi_i)$ に遷移する枝に対する枝メトリックとして次式で与えられる $\lambda(\Phi_{i-1}, \Phi_i | \Theta_i)$ なる値を生成する。

【0059】

【数15】

$n-1$

た枝メトリックはACS回路344に入力される。AC

15

S回路344は各状態へ至る生き残りパスのパスメトリックにその状態から遷移する枝の枝メトリックを加算し、同一状態に遷移するパス同士について加算結果を比較し、加算結果の値が最も小さいパスを新たな生き残りパスとして選択し、その最小の加算結果を新たなパスメトリックとするACS演算を行い、パスメトリックを順次更新する。ACS回路344からは、ACS演算において選択した枝を示す情報と、その選択した枝に対応する送信データ a_i の値がパスメモリ346に出力される。パスメモリ346は入力された値を記憶し、最小のパスメトリックを有する生き残りパスに対応する記憶内容を

【0061】

【数16】

受信データ a_i ($a_i \in \{0, 1\}$)

【0062】として出力する。

【0063】以上のようにして

【0064】

【数17】

受信データ a_i

【0065】を決定することにより、本発明に係る通信システムの受信機300は従来例の受信機200より良好なBER特性を示す。このことを計算機シミュレーション結果により示す。図10は、計算機シミュレーションによる本発明に係る通信システムの受信機300と従来例の受信機200のBER特性を示す特性図である。図10より、本発明によりBER特性が従来例より1dB以上向上することが明らかである。このように、本発明に係る通信システムの受信機200は、多重遅延検波回路310により1, 2, ..., Nシンボル遅延検波信号を生成し、系列推定手段340により多重遅延検波回路340から出力されるN種類の遅延検波信号を用いて受*

$$\omega_i = \theta_{(0)i} + \delta; \quad 0 \leq \delta \leq 2\pi$$

【0069】位相検出器326の出力 ω_i は、1シンボル遅延素子327と 2π を法とする減算器328に入力される。また、1シンボル遅延素子327の出力も 2π を法とする減算器328に入力される。従って、 2π を法とする減算器328において、現在の位相検出器326の出力 ω_i から1シンボル遅延素子321から出力さ※

$$\omega_i - \omega_{i-1} = (\theta_{(0)i} + \delta) - (\theta_{(0)i-1} + \delta)$$

$$= \theta_{(0)i} - \theta_{(0)i-1} \quad (\text{但し、加減算は } 2\pi \text{ を法とする}) \quad [15]$$

【0071】この値は、式[6]で与えられる現在の受信信号と1シンボル周期前の受信信号との位相差である1シンボル遅延検波信号 $\theta_{(1)i}$ に他ならない。すなわ

16

*信データを決定するので、ただ1種類の遅延検波信号から得られる位相軟判定データのみを用いて受信データを決定する従来の通信システムの受信機200よりBER特性が向上する。

【0066】以上のように、この実施例は、送信データを畳込み符号化する畳込み符号化手段と、該畳込み符号化手段から出力される畳込み符号化データを送信差動位相に変換する割当て手段と、該割当て手段から出力される送信差動位相を差動符号化し、送信信号位相として出力する差動符号化手段と、該差動符号化手段から出力される送信信号位相に基づき差動位相シフトキーイング変調信号である送信信号を生成して出力する位相変調手段とを備えた送信機、および、現在の受信信号と1, 2, ..., N (Nは2以上の整数)シンボル周期前の受信信号との位相差である1, 2, ..., Nシンボル遅延検波信号を生成する多重遅延検波手段と、送信差動位相の変化に基づく位相トレリス線図を用い、前記多重遅延検波回路の出力である1, 2, ..., Nシンボル遅延検波信号から枝メトリックを生成し、ビタビアルゴリズムにより送信データを推定し、推定結果を受信データとして出力する系列推定手段とを備えた受信機を特徴とするものである。

【0067】実施例2。なお、上記実施例1では1シンボル遅延検波器320の構成として1シンボル遅延素子321と位相比較器322からなる構成を示したが、図11に示すように位相検出器326、1シンボル遅延素子327、 2π を法とする減算器328からなる構成であつてもよい。図11において、位相検出器326は受信信号 r_i の位相 $\theta_{(0)i}$ に 2π を法として0以上 2π 未満の定数 δ を加えた値を出力する。すなわち、位相検出器326の出力の値を ω_i とすると、次式が成立する。

【0068】

【数18】

(但し、加算は 2π を法とする) [14]

※れる1シンボル周期前の位相検出器326の出力 ω_{i-1} の減算が行われる。この減算結果は、前記の式[14]を用いることにより、次式で表される。

【0070】

【数19】

ち、 2π を法とする減算器328からは1シンボル遅延検波信号 $\theta_{(1)i}$ が出力される。

【0072】実施例3。また、上記実施例1において

17

は、最大遅延シンボル数N、すなわち多重遅延検波回路310が生成する遅延検波信号の数、をN=3としているが、最大遅延シンボル数Nは他の値、例えばN=4やN=5などであってもよい。一般的には、最大遅延シンボル数がNの場合、時間的に連続する(N-1)個の送信差動位相を組み合わせた状態($\Delta\theta_{i-N+2}$; $\Delta\theta_{i-N+1}$; $\Delta\theta_{i-N}$; ...; $\Delta\theta_{i-1}$)の

$$\theta_{(n)i} = \sum_{k=0}^{n-1} \theta_{(1)i-k} \quad (\text{但し、加算は } 2\pi \text{ を法とする})$$

【0074】 前述したように、通信路に雑音が存在しないならば、1シンボル遅延検波信号 $\theta_{(1)i}$ の値は送信差動位相 $\Delta\theta_i$ に等しい。すなわち、nシンボル遅延検波信号 $\theta_{(n)i}$ は時間的に連続するn個の送信差動位相 $\{\Delta\theta_{i-N+1}, \Delta\theta_{i-N+2}, \dots, \Delta\theta_i\}$ に関する情報を含んでいることを式[16]は示している。従って、最大遅延シンボル数がNである場合には、上記実施例1と同様に、時間的に連続する(N-1)個の送信差動位相を組み合わせた状態($\Delta\theta_{i-N+1}, \Delta\theta_{i-N+2}, \dots, \Delta\theta_{i-1}$)から状態($\Delta\theta_{i-N+2}, \Delta\theta_{i-N+3}, \dots, \Delta\theta_i$)への状態遷移を推定することができる。

【0075】 図12に、最大遅延シンボル数N=4とした場合の受信機300の構成の一例を示す。図12においては、多重遅延検波回路310内に1シンボル遅延検波器333と 2π を法とする加算器337を追加している。このような構成とすることにより、1シンボル遅延素子333からは3シンボル周期前の1シンボル遅延検波信号 $\theta_{(1)i-3}$ が出力されるので、 2π を法とする加算器337からは、 $\theta_{(3)i} + \theta_{(1)i-3} = \theta_{(4)i}$ 、すなわち4シンボル遅延検波信号が出力される。従って、多重遅延検波回路310からは、1, 2, 3, 4シンボル遅延検波信号からなる位相差シンボル $\Theta_i = (\theta_{(1)i}, \theta_{(2)i}, \theta_{(3)i}, \theta_{(4)i})$ が出力される。このように、最大遅延シンボル数N=4とすることにより、時間的に連続する3個の送信差動位相を組み合わせた状態($\Delta\theta_{i-2}, \Delta\theta_{i-1}, \Delta\theta_i$)の状態遷移を推定することが可能となる。この場合に系列推定器340で用いるトレリス線図を図13に示す。最大遅延シンボル数Nを増加させることにより、受信機300のBER特性は更に向上する。このことを計算機シミュレーション結果により示す。図14は、最大遅延シンボル数N=4とした場合の計算機シミュレーションによるBER特性を示す特性図である。図14より、最大遅延シンボル数をN=3からN=4に増加させることによりBER特性が更に0.4dB程度向上することが明らかである。

【0076】 実施例4. 更に、上記実施例1においては、畳込み符号器110として拘束長K=3、符号化率R=1/2のものを示したが、拘束長Kや符号化率Rは他の値であってもよく、例えばK=4やK=5など、R=2/3やR=3/4などであってもよい。また、上

18

$\theta_{(1)i-N+3}, \dots, \Delta\theta_i$)の状態遷移を推定することができる。これは、前述の式[8]より、1シンボル遅延検波信号 $\theta_{(1)i}$ とnシンボル遅延検波信号 $\theta_{(n)i}$ との関係として次式が成立することによってい。

【0073】

【数20】

[16]

記実施例1においては、変調方式として差動4相PSK変調を用いたものを示したが、変調方式は他の差動PSK変調であってもよく、例えば差動2相PSK変調や差動8相PSK変調であってもよい。一例として、図15に示す1シンボル遅延素子112a, 114aと2を法とする加算器118aから構成される拘束長K=3、符号化率R=2/3の畳込み符号器を畳込み符号器110とし、変調方式として差動8相PSK変調を用いた場合のBER特性を図16に示す。但し、図16は計算機シミュレーションによる結果であり、また、割当て回路120における畳込み符号化データ(a_i, p_i, q_i)と送信差動位相 $\Delta\theta_i$ との対応は次の表4に示すとおりであるものとしている。

【0077】

【表4】

a_i	p_i	q_i	$\Delta\theta_i$
0	0	0	0
0	0	1	$\pi/4$
0	1	0	$\pi/2$
0	1	1	$3\pi/4$
1	0	0	π
1	0	1	$5\pi/4$
1	1	0	$3\pi/2$
1	1	1	$7\pi/4$

【0078】 図16より、本発明によりBER特性が従来例より2dB程度向上することが明らかである。このように、畳込み符号器110の構成や変調方式が異なる場合においても、本発明により、従来例より良好なBER特性を実現することが可能である。

【0079】 実施例5. 次に、本実施例においてインターリーブを行う場合の構成について説明する。フェージング通信路などのバースト誤り通信路においては誤り訂正符号の誤り訂正能力を超えるような長大なバースト誤りが発生する場合がある。このため、このようなバースト

誤り通信路においては誤り訂正符号化を行う場合でもBER特性は大きく劣化する。BER特性を改善するためには、このような長大バースト誤りを誤り訂正符号が訂正可能な短い誤りに分散すればよい。インタリーブとはこのようなバースト誤りを分散する手法の一つであり、通常は以下の手順により行われる。まず、送信機において、誤り訂正符号化されたデータ系列をある一定の規則によって並べかえる。この並べかえの動作をインタリーブと呼び、並べかえを行う装置をインタリーブと呼ぶ。インタリーブされた誤り訂正符号化データは、変調器により送信信号となり送信される。一方、受信機では、受信信号を復調した復調データを、インタリーブと逆の手順で並べかえる。この逆の並べかえの動作をデインタリーブと呼び、並べかえを行う装置をデインタリーブと呼ぶ。このデインタリーブにより復調データに含まれるバースト誤りは分散される。なお、ただ単にバースト誤りを分散するだけであれば、受信機においてのみ並べかえを行えばよいのであるが、誤り訂正符号の復号を行うためには、復号器に入力されるデータ系列は送信機においてインタリーブされる前の誤り訂正符号化データ系列と同一の並びかたでなければならない。従って、あらかじめ送信機でインタリーブを行うことにより、デインタリーブされた復調データ系列はバースト誤りが分散されると同時に、誤り訂正復号可能な正しい並びかたに戻るのである。このようにしてデインタリーブされた復調データ系列を復号器で復号することにより、バースト誤りの影響が低減され、良好なBER特性が実現される。

【0080】インタリーブは以上のような手順により行われる。従って、従来例においては、インタリーブは送信機100内の畳込み符号器110と割当て回路120の間に挿入され、デインタリーブは受信機200内の位相軟判定回路220とビタビ復号器230の間に挿入される。このような通常のインタリーブ手法を本発明に適用すると、デインタリーブは受信機300内の多重遅延検波回路310と系列推定器340の間に挿入されることになる。しかし、この位置にデインタリーブを挿入すると、多重遅延検波回路310から出力される位相差シンボル $\theta_i = (\theta_{(1)i}, \theta_{(2)i}, \dots, \theta_{(N)i})$ が並べかえられて系列推定器340に入力されることになる。この並べかえにより、系列推定器340内では1シンボル遅延検波信号 $\theta_{(1)i}$ とnシンボル遅延検波信号 $\theta_{(n)i}$ との関係式である式[16]が成立しなくなる。前述した*

$$\theta_{i-1} = \theta_{i-1} + \Delta\theta_i \quad (\text{但し、加算は } 2\pi \text{ を法とする})$$

【0084】差動符号器130から出力された変調位相 θ_i はインタリーブ410に入力される。インタリーブ410は、変調位相系列 $\{\theta_i\}$ の順序を所定の規則に基づいて並べかえ、送信信号位相系列 $\{\phi_k\}$ (k は0以上の整数)に変換する。ここでは、並べかえの規則を関数 $F[\cdot]$ で表す。すなわち、変調位相系列 $\{\theta_i\}$

*ように、式[16]は時間的に連続した送信差動位相を組み合わせた状態の状態遷移を推定するための前提条件であり、式[16]が成立しなければ状態遷移の正しい推定は不可能となる。従って、本発明に通常のインタリーブ手法を適用し、多重遅延検波回路310と系列推定器340の間にデインタリーブを挿入すると、系列推定器340における送信データ系列 $\{a_i\}$ の推定が誤ったものとなり、BER特性がかえって劣化してしまう。

【0081】この実施例は、このような問題点の生じない、すなわち系列推定器340内においても式[16]が成立する好適なインタリーブ手法を提供するものである。以下、図を用いて実施例2について説明する。図17は、実施例2による通信システムにおける送信機の構成の一例を示す構成図であり、図において、410はインタリーブである。また、図18は、実施例2による通信システムにおける受信機の構成の一例を示す構成図であり、図において、310aは多重遅延検波回路、420は位相検出器、430はデインタリーブ、440は1シンボル遅延素子、450は 2π を法とする加算器である。なお、図17及び図18においては、図1、図3、図19と同一または相当部分は同一符号を付してその説明は省略する。

【0082】次に動作について説明する。まず、図17を用いて送信機100の動作を説明する。図17に示す送信機100において、送信データ系列 $\{a_i\}$ ($a_i \in \{0, 1\}$; i は自然数)は畳込み符号器110により畳込み符号化される。いま、畳込み符号器110は、実施例1と同様に拘束長 $K=3$ 、符号化率 $R=1/2$ の畳込み符号器で、第 i 番目の送信データ a_i に対して p_i, q_i ($p_i, q_i \in \{0, 1\}$)なる2ビットの畳込み符号化データを出力するものとする。出力された畳込み符号化データ (p_i, q_i) は割当て回路120に入力される。割当て回路120は畳込み符号化データ (p_i, q_i) の値に基づき送信差動位相 $\Delta\theta_i$ を出力する。出力された送信差動位相 $\Delta\theta_i$ は差動符号器130に入力される。差動符号器130は次式により送信差動位相 $\Delta\theta_i$ を差動符号化し、変調位相 θ_i を出力する。なお、変調位相の初期値 θ_0 は送信差動位相 $\Delta\theta_i$ のとり得る値のいずれかとする。

【0083】

【数21】

[17]

の第 m 番目に位置する値は、送信信号位相系列 $\{\phi_k\}$ においては第 $F[m]$ 番目に位置するものとする。従って、次式の関係が成立する。

【0085】

【数22】

$$\theta_i = \phi_{F[i]} \quad [18]$$

【0086】インタリバ410から出力される送信信号位相 ϕ_k は位相変調器140に入力され、差動PSK信号である送信信号 $s_k = A \exp(-j\phi_k)$ ($A > 0$)が出力される。

【0087】次に、図18を用いて受信機300の動作を説明する。図18に示す受信機300において、受信信号 $r_k = A \exp(-j\phi_{(0)k})$ ($A > 0$)は位相*

$$\xi_k = \phi_{(0)k} + \delta; \quad 0 \leq \delta \leq 2\pi \quad (\text{但し、加算は } 2\pi \text{ を法とする}) \quad [19]$$

【0089】位相検出器420の出力 ξ_k はデインタリバ430に入力される。デインタリバ430は、位相検出器420の出力系列 $\{\xi_k\}$ の順序を、インタリバ410と逆の手順で並べかえ、検波位相系列 $\{\omega_i\}$ に変換して出力する。ここで、インタリバ410※

$$G[F[i]] = i \quad [20]$$

【0091】このとき、デインタリバ430の並べかえの規則が関数 $G[\cdot]$ で表されることは明らかである。従って、次式の関係が成立する。

$$\xi_k = \phi_{(0)k} + \delta = \omega_{G[k]} \quad (\text{但し、加算は } 2\pi \text{ を法とする}) \quad [21]$$

【0093】デインタリバ430から出力された検波位相 ω_i は、多重遅延検波回路310aに入力される。多重遅延検波回路310a内において、検波位相 ω_i は1シンボル遅延素子440と 2π を法とする減算器450に入力される。また、1シンボル遅延素子440の出力も 2π を法とする減算器450に入力される。従って、 2π を法とする減算器450において、現在の検波☆

$$\theta_{(1)i} = \omega_i - \omega_{i-1} \quad (\text{但し、減算は } 2\pi \text{ を法とする}) \quad [22]$$

【0095】いま、通信路に雑音が存在しない、すなわち受信信号 r_k が送信信号 s_k に等しい場合を考える。このとき、明らかに $\phi_{(0)k} = \phi_k$ であり、従って、式 ◆

$$\omega_{G[k]} = \phi_k + \delta \quad (\text{但し、加算は } 2\pi \text{ を法とする}) \quad [23]$$

【0097】式[23]において、 $k = F[i]$ とすると、式[20]より次式の関係が成立する。

$$\omega_i = \phi_{F[i]} + \delta \quad (\text{但し、加算は } 2\pi \text{ を法とする}) \quad [24]$$

【0099】式[18]を式[24]に代入することにより次式を得る。

$$\omega_i = \theta_i + \delta \quad (\text{但し、加算は } 2\pi \text{ を法とする}) \quad [25]$$

【0101】式[22]と式[25]より次式を得る。
【0102】

*検出器420に入力される。位相検出器420は受信信号 r_k の位相 $\phi_{(0)k}$ に 2π を法として0以上 2π 未満の定数 δ を加えた値を出力する。すなわち、位相検出器420の出力の値を ξ_k とすると、次式が成立する。

【0088】

【数23】

※の並べかえの規則を表す関数 $F[\cdot]$ の逆関数を $G[\cdot]$ とする。すなわち、次式が成立するものとする。

【0090】

【数24】

★【0092】

【数25】

★20

☆位相 ω_i から1シンボル遅延素子321から出力される1シンボル周期前の検波位相 ω_{i-1} の減算が行われる。 2π を法とする減算器450は、この減算結果を1シンボル遅延検波信号 $\theta_{(1)i}$ として出力する。従って、次式が成立する。

【0094】

【数26】

◆【21】より次式の関係が成立する。

【0096】

【数27】

$$\begin{aligned}
 \theta_{(1)i} &= \omega_i - \omega_{i-1} \\
 &= (\theta_i + \delta) - (\theta_{i-1} + \delta) \\
 &= \theta_i - \theta_{i-1} \quad (\text{但し、加減算は } 2\pi \text{ を法とする}) \quad [26]
 \end{aligned}$$

【0103】更に、式[17]と式[26]より次式を得る。

$$\theta_{(1)i} = \Delta \theta_i$$

* 【0104】
* 【数31】

[27]

【0105】すなわち、本実施例においても実施例1と同様に、通信路に雑音が存在しない場合は、1シンボル遅延検波信号 $\theta_{(1)i}$ は送信差動位相 $\Delta \theta_i$ に等しい。

【0106】 2π を法とする減算器450から出力される1シンボル遅延検波信号 $\theta_{(1)i}$ より、実施例1と同様に、1シンボル遅延素子331、332及び 2π を法とする加算器335、336により、2シンボル遅延検波信号 $\theta_{(2)i}$ 及び3シンボル遅延検波信号 $\theta_{(3)i}$ が生成される。このようにして多重遅延検波回路310aにより生成された1、2、3シンボル遅延検波信号からなる位相差シンボル $\Theta_i = (\theta_{(1)i}, \theta_{(2)i}, \theta_{(3)i})$ は、系列推定器340に入力される。系列推定器340は、実施例1と同様にビタビアルゴリズムに基づき位相差シンボル系列 $\{\Theta_i\}$ から送信データ系列 $\{a_i\}$ を推定し、推定結果を受信データ系列 $\{a_i\}$ ($a_i \in \{0, 1\}$)として出力する。

【0107】このように、本実施例においては、送信機100は差動符号器130と位相変調器140の間にインタリブ410を備える構成とし、これに対応して受信機300は位相検出器420と多重遅延検波回路310aの間にデインタリブ430を備える構成としている。このような構成とすることにより、通常のインタリブ手法を適用した場合は異なり、系列推定器340内においても1シンボル遅延検波信号 $\theta_{(1)i}$ と n シンボル遅延検波信号 $\theta_{(n)i}$ との関係式である式[16]が成立する好適なインタリブを行うことができ、従って、フェージング通信路などのバースト誤り通信路においても良好なBER特性を実現できる。

【0108】以上のように、この実施例は、送信データを畳込み符号化する畳込み符号化手段と、該畳込み符号化手段から出力される畳込み符号化データを送信差動位相に変換する割当て手段と、該割当て手段から出力される送信差動位相を差動符号化し、変調位相として出力する差動符号化手段と、該差動符号化手段から出力される変調位相の順序を所定の規則に基づき並べかえ、送信信号位相として出力するインタリブ手段と、該インタリブ手段から出力される送信信号位相に基づき差動位相シフトキーイング変調信号である送信信号を生成して出力する位相変調手段とを備えた送信機および、受信信号の位相を検出して出力する位相検出手段と、該位相検出

手段から出力される受信信号位相の順序を所定の規則に基づき並べかえ、検波位相として出力するデインタリブ手段と、現在の検波位相と1、2、…、N (Nは2以上の整数)シンボル周期前の検波位相との差である1、2、…、Nシンボル遅延検波信号を生成する多重遅延検波手段と、送信差動位相の変化に基づく位相トレリス線図を用い、前記多重遅延検波回路の出力である1、2、…、Nシンボル遅延検波信号から枝メトリックを生成し、ビタビアルゴリズムにより送信データを推定し、推定結果を受信データとして出力する系列推定手段とを備えた受信機を特徴とするものである。

【0109】実施例6. なお、上記実施例5においては、最大遅延シンボル数N、すなわち多重遅延検波回路310aが生成する遅延検波信号の数、を $N=3$ としているが、最大遅延シンボル数Nは他の値、例えば $N=4$ や $N=5$ などであってもよい。また、上記実施例5においては、畳込み符号器110として拘束長 $K=3$ 、符号化率 $R=1/2$ のものを示したが、拘束長 K や符号化率 R は他の値であってもよく、例えば $K=4$ や $K=5$ など、 $R=2/3$ や $R=3/4$ などであってもよい。更に、上記実施例5においては、変調方式として差動4相PSK変調を用いたものを示したが、変調方式は他の差動PSK変調であってもよく、例えば差動2相PSK変調や差動8相PSK変調であってもよい。

【0110】

【発明の効果】以上のように、本発明によれば、受信機は畳込み符号の誤り訂正能力を有効に利用して良好なBER特性を実現でき、従って信頼性の高い通信を行い得る畳込み符号および差動PSK変調を用いた通信システムを得ることができる。

【0111】また、本発明によれば、好適なインタリブを行うことができ、フェージング通信路などのバースト誤り通信路における受信機のBER特性が向上するため、バースト誤り通信路においても信頼性の高い通信を行い得る畳込み符号および差動PSK変調を用いた通信システムを得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例1による通信システムにおける送信機100の構成の一例を示す構成図である。

【図2】本発明の実施例1による通信システムにおける

送信機100内の畳込み符号器110の構成の一例を示す構成図である。

【図3】本発明の実施例1による通信システムにおける受信機300の構成の一例を示す構成図である。

【図4】本発明の実施例1による通信システムにおける受信機300内の系列推定器340の構成を示す構成図である。

【図5】本発明の実施例1による通信システムにおける畳込み符号のトレリス構造の一例を示すトレリス線図である。

【図6】本発明の実施例1による通信システムにおける畳込み符号のトレリス構造に送信差動位相の値を反映した場合の一例を示すトレリス線図である。

【図7】本発明の実施例1による通信システムにおける畳込み符号及び送信差動位相の状態遷移の一例を示す状態遷移図である。

【図8】本発明の実施例1による通信システムにおける送信差動位相を組み合わせて得られる状態の状態遷移の一例を示す状態遷移図である。

【図9】本発明の実施例1による通信システムにおける受信機300内の系列推定器340に適用される、送信差動位相を組み合わせて得られる状態の状態遷移と送信データとの対応関係を表すトレリス構造の一例を示すトレリス線図である。

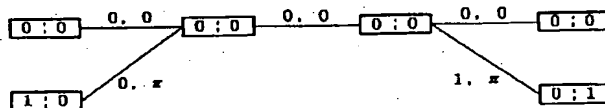
【図10】本発明の実施例1による通信システムにおける受信機300のBER特性の一例を示す特性図である。

【図11】本発明の実施例2による通信システムにおける受信機300内の1シンボル遅延検波器320の他の構成例を示す構成図である。

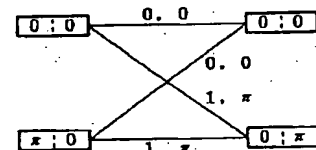
【図12】本発明の実施例3による通信システムにおける受信機300の他の構成例を示す構成図である。

【図13】本発明の実施例3による通信システムにおける受信機300内の系列推定器340に適用される、送信差動位相を組み合わせて得られる状態の状態遷移関係を表すトレリス構造の他の例を示すトレリス線図である。

【図7】



【図8】



【図14】本発明の実施例3による通信システムにおける受信機300のBER特性の他の例を示す特性図である。

【図15】本発明の実施例4による通信システムにおける送信機100内の畳込み符号器110の他の構成例を示す構成図である。

【図16】本発明の実施例4による通信システムにおける受信機300のBER特性の他の例を示す特性図である。

【図17】本発明の実施例5による通信システムにおける送信機100の構成の一例を示す構成図である。

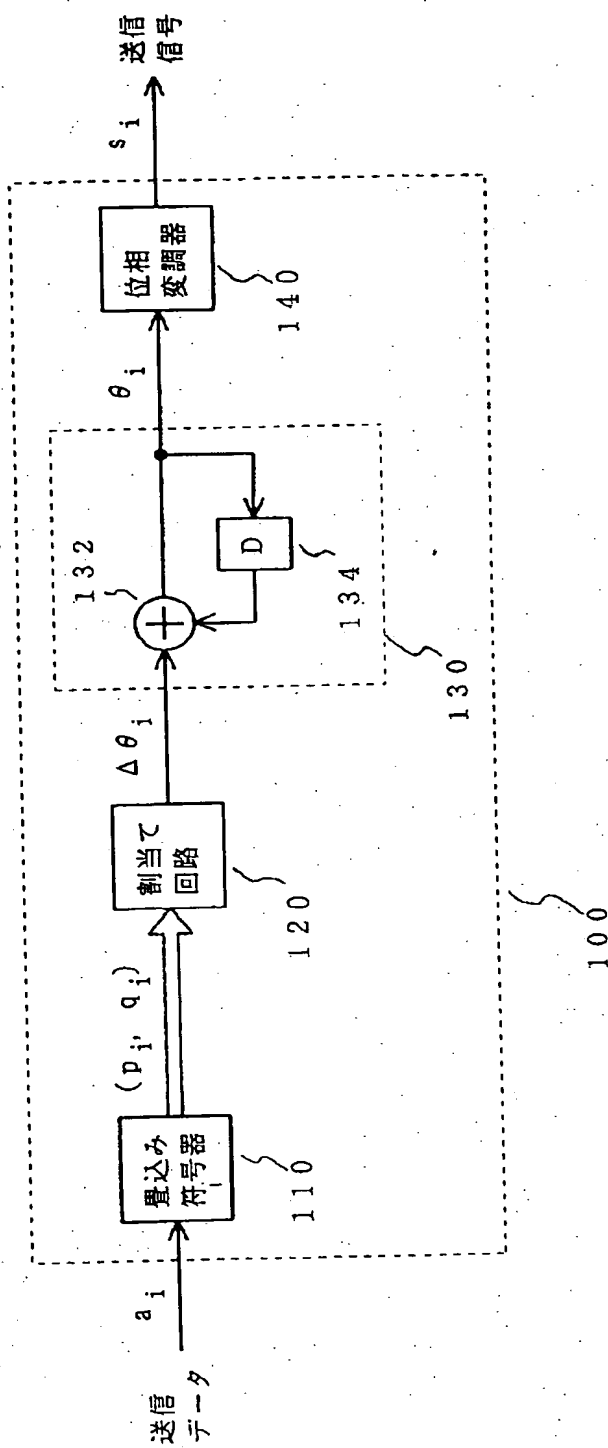
【図18】本発明の実施例5による通信システムにおける受信機300の構成の一例を示す構成図である。

【図19】従来の通信システムの構成を示す構成図である。

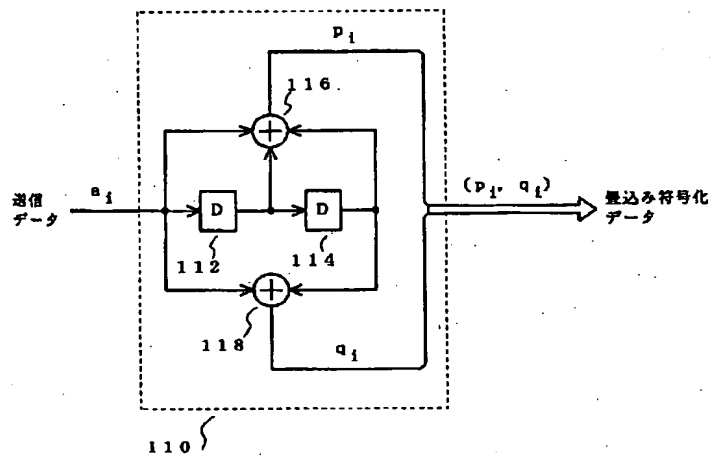
【符号の説明】

- 100 送信機
- 110 畳込み符号器
- 120 割当て回路
- 130 差動符号器
- 140 位相変調器
- 300 受信機
- 310, 310a 多重遅延検波回路
- 320 1シンボル遅延検波器
- 321 1シンボル遅延素子
- 322 位相比較器
- 326 位相検出器
- 327 1シンボル遅延素子
- 328 2π を法とする減算器
- 331, 332 1シンボル遅延素子
- 335, 336 2π を法とする加算器
- 340 系列推定器
- 410 インタリーバ
- 420 位相検出器
- 430 デインタリーバ
- 440 1シンボル遅延素子
- 450 2π を法とする加算器

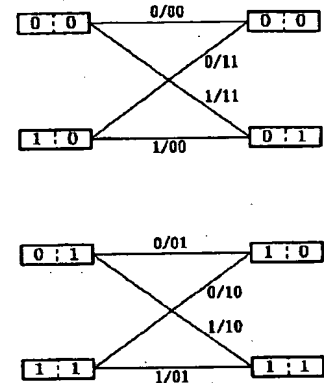
【図1】



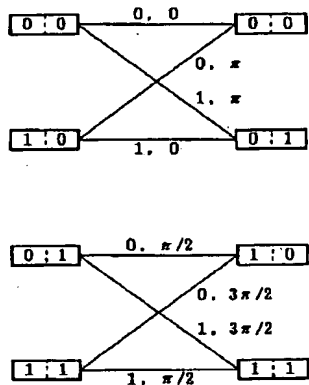
【図2】



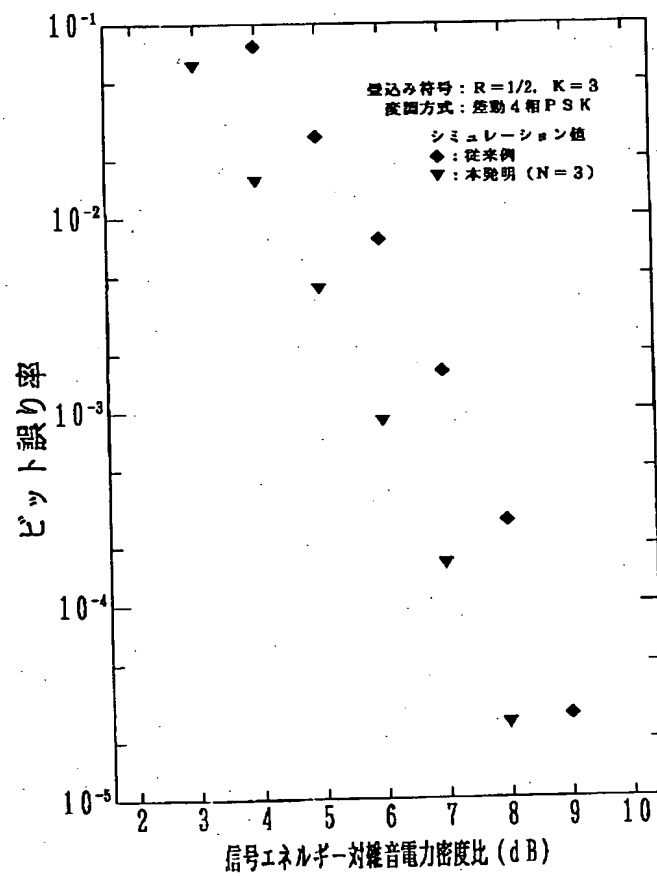
【図5】



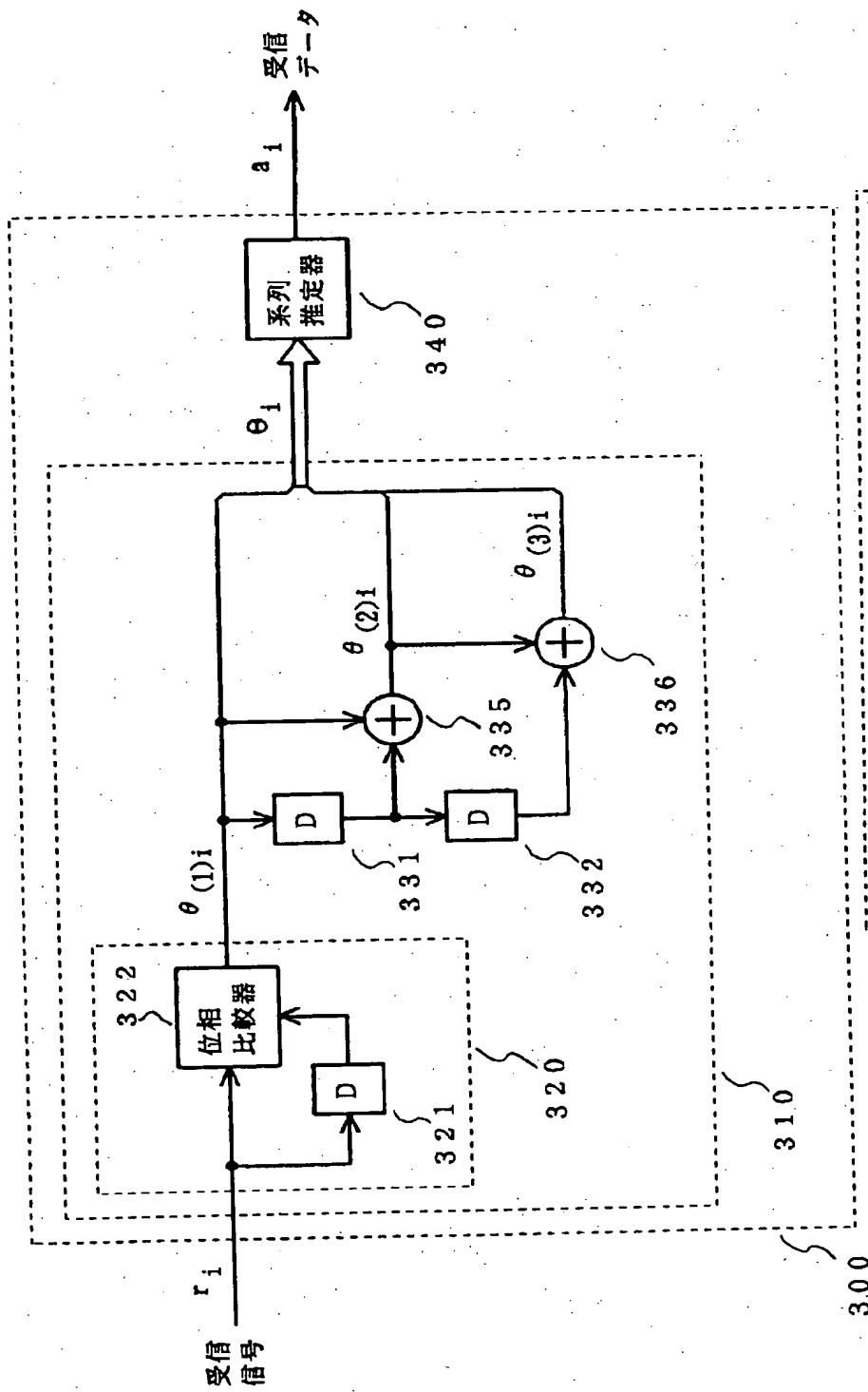
【図6】



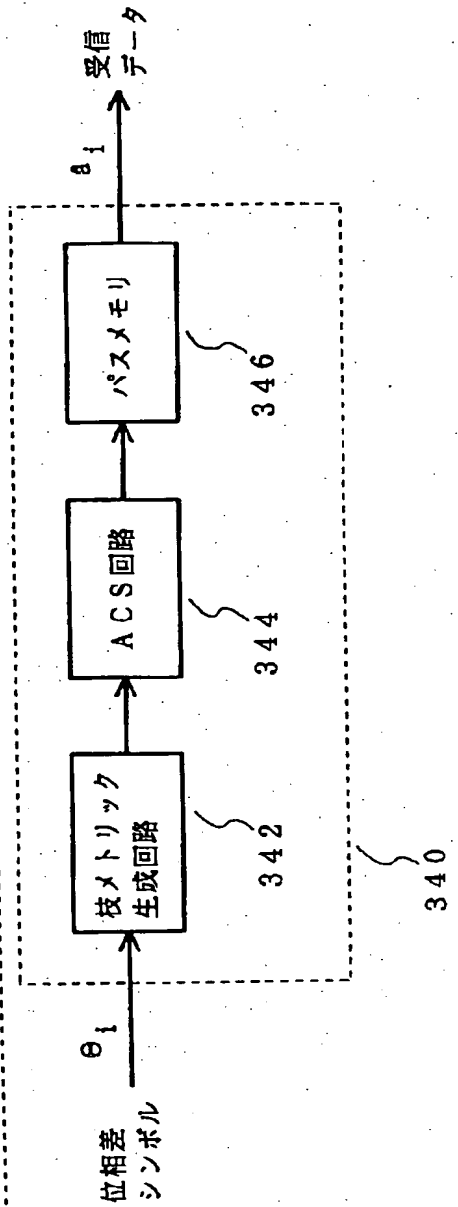
【図10】



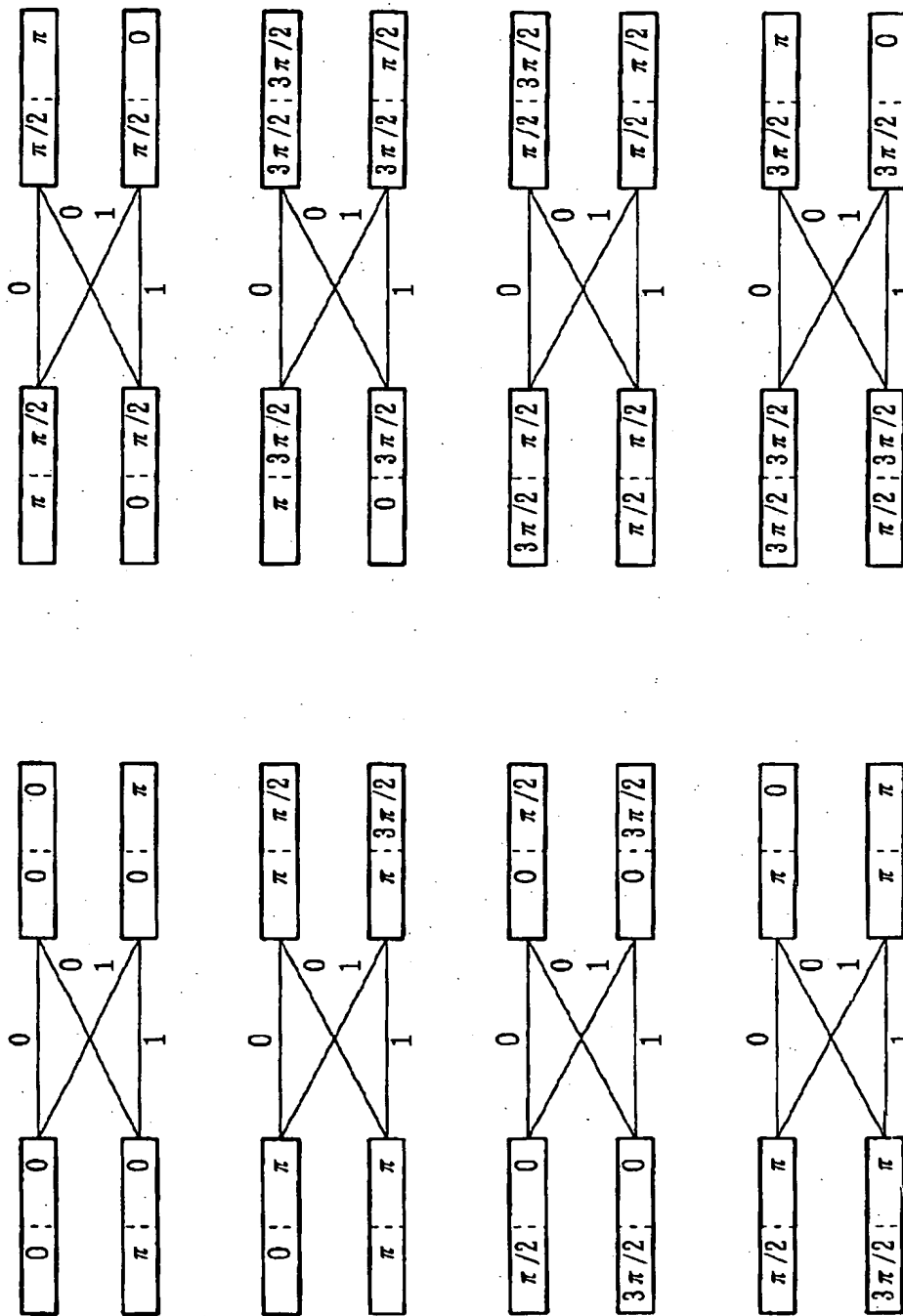
【図3】



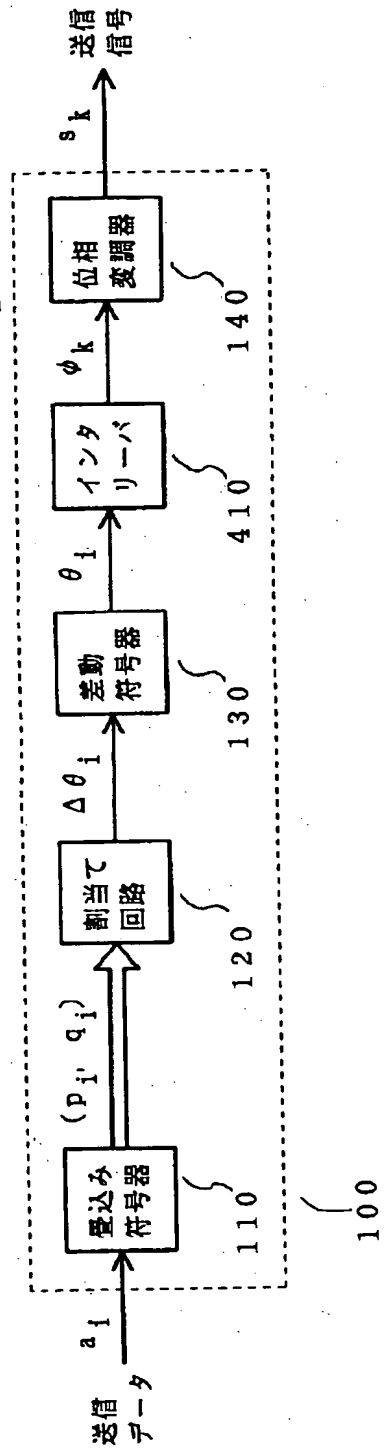
【図4】



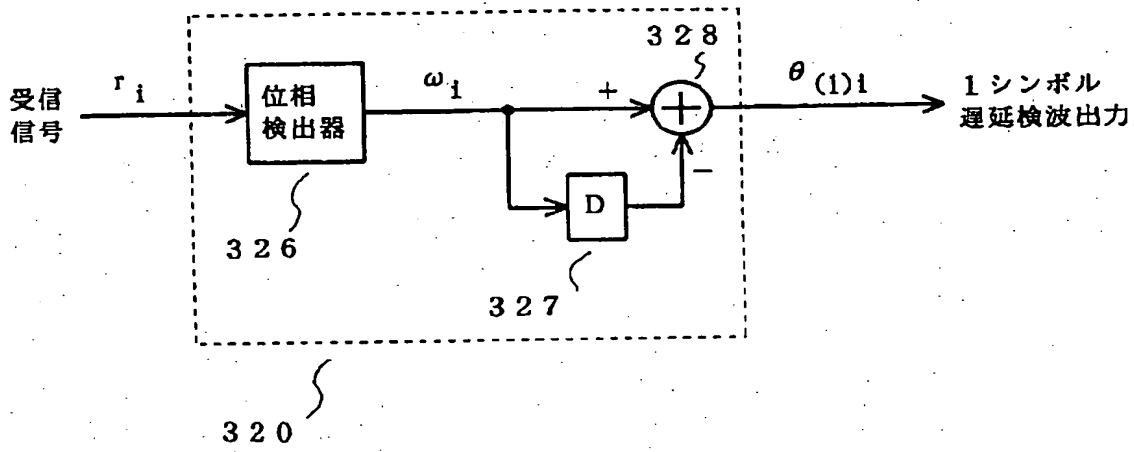
【図9】



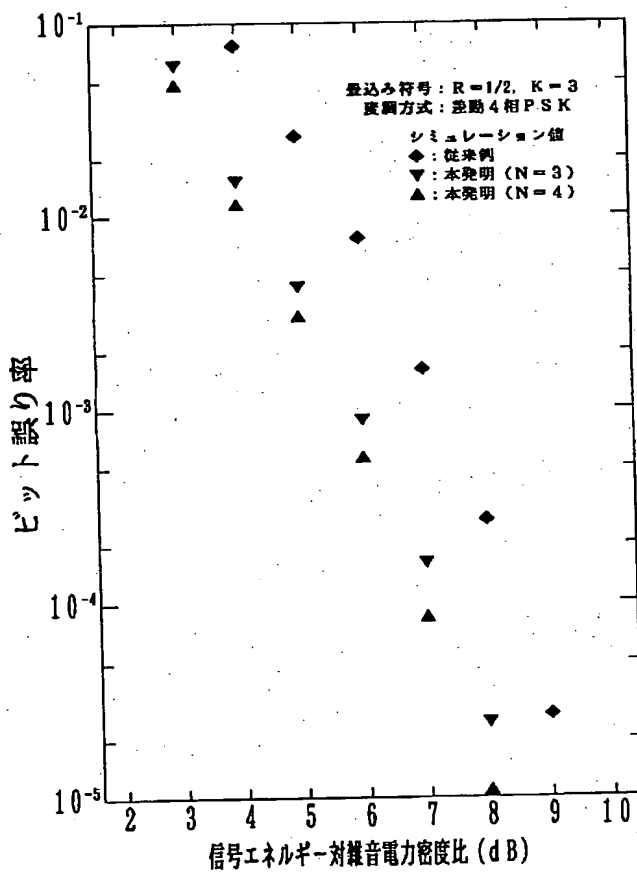
【図17】



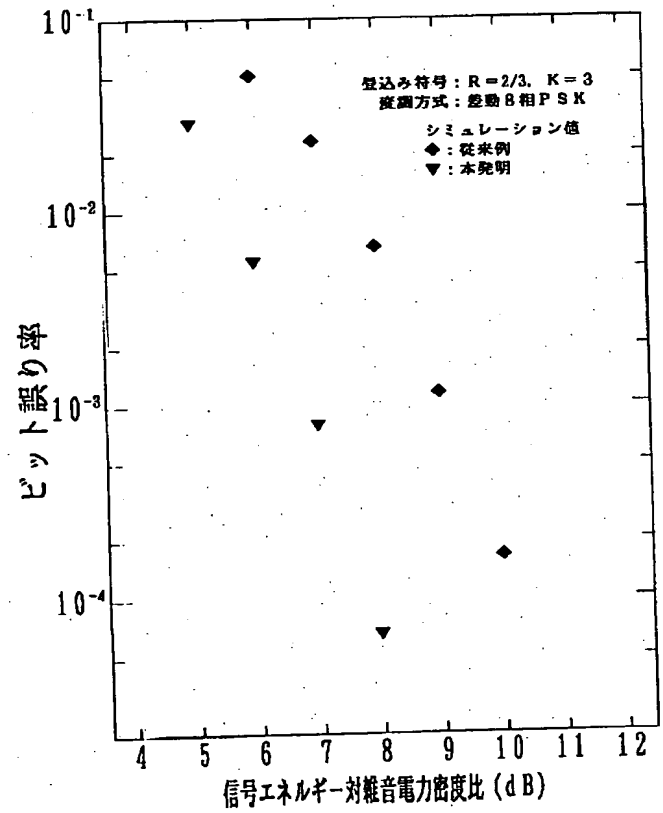
【図11】



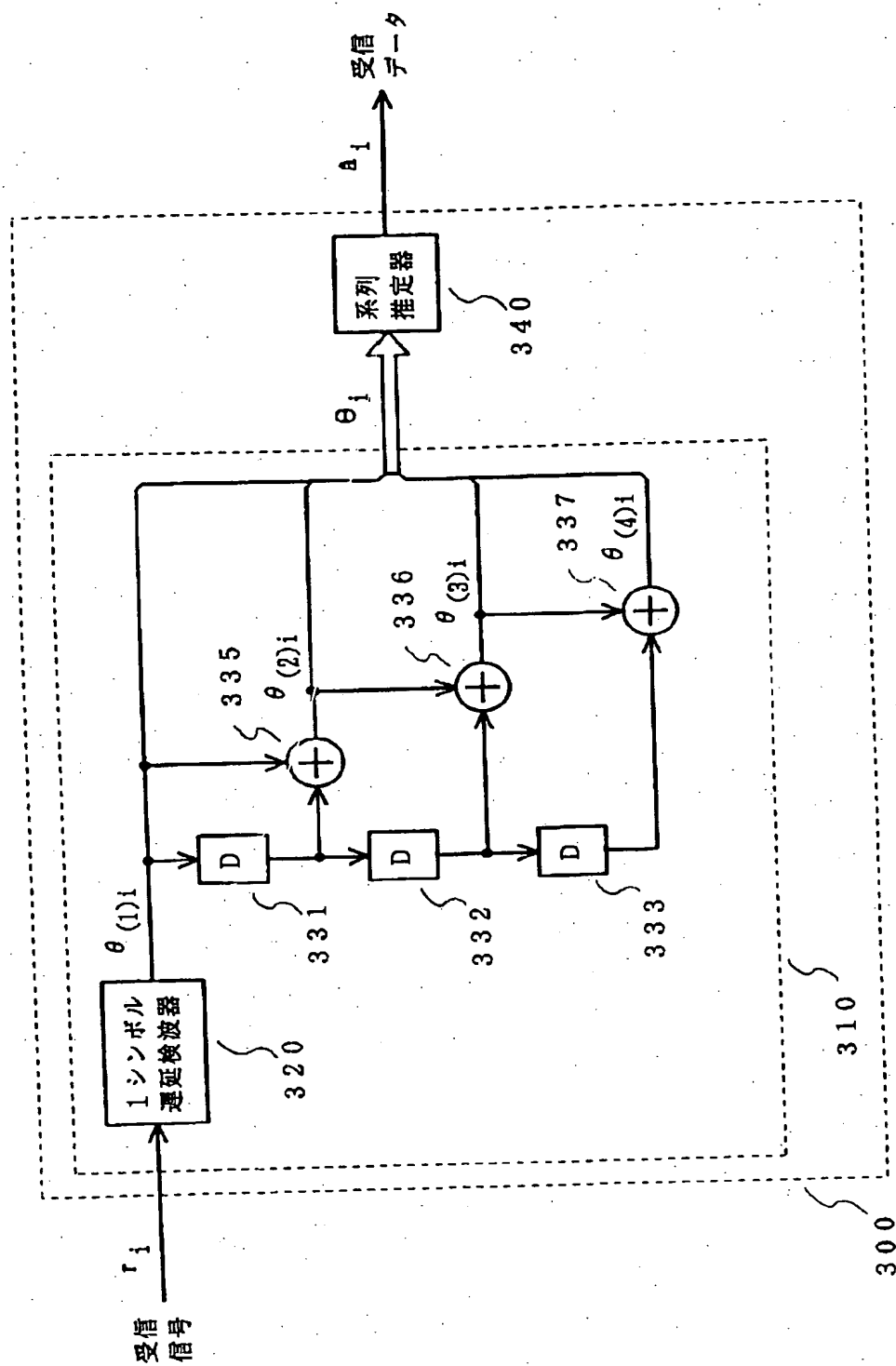
【図14】



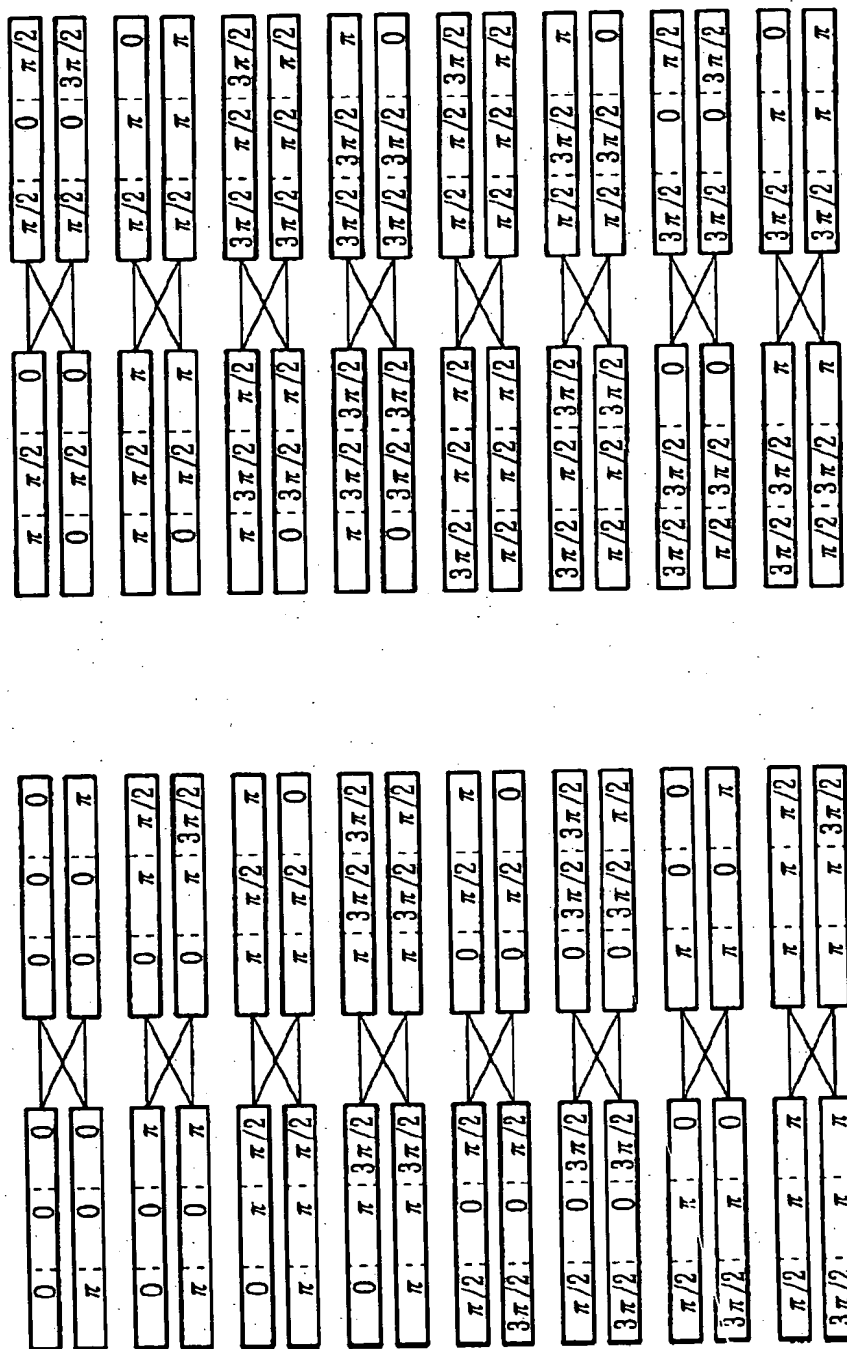
【図16】



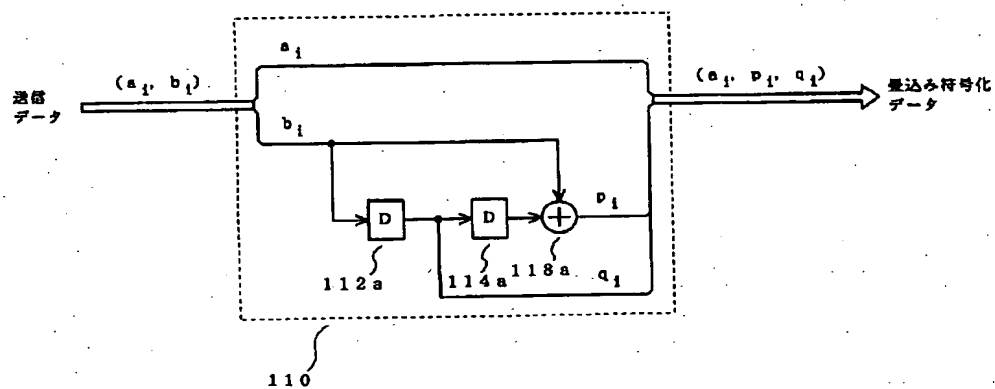
【図12】



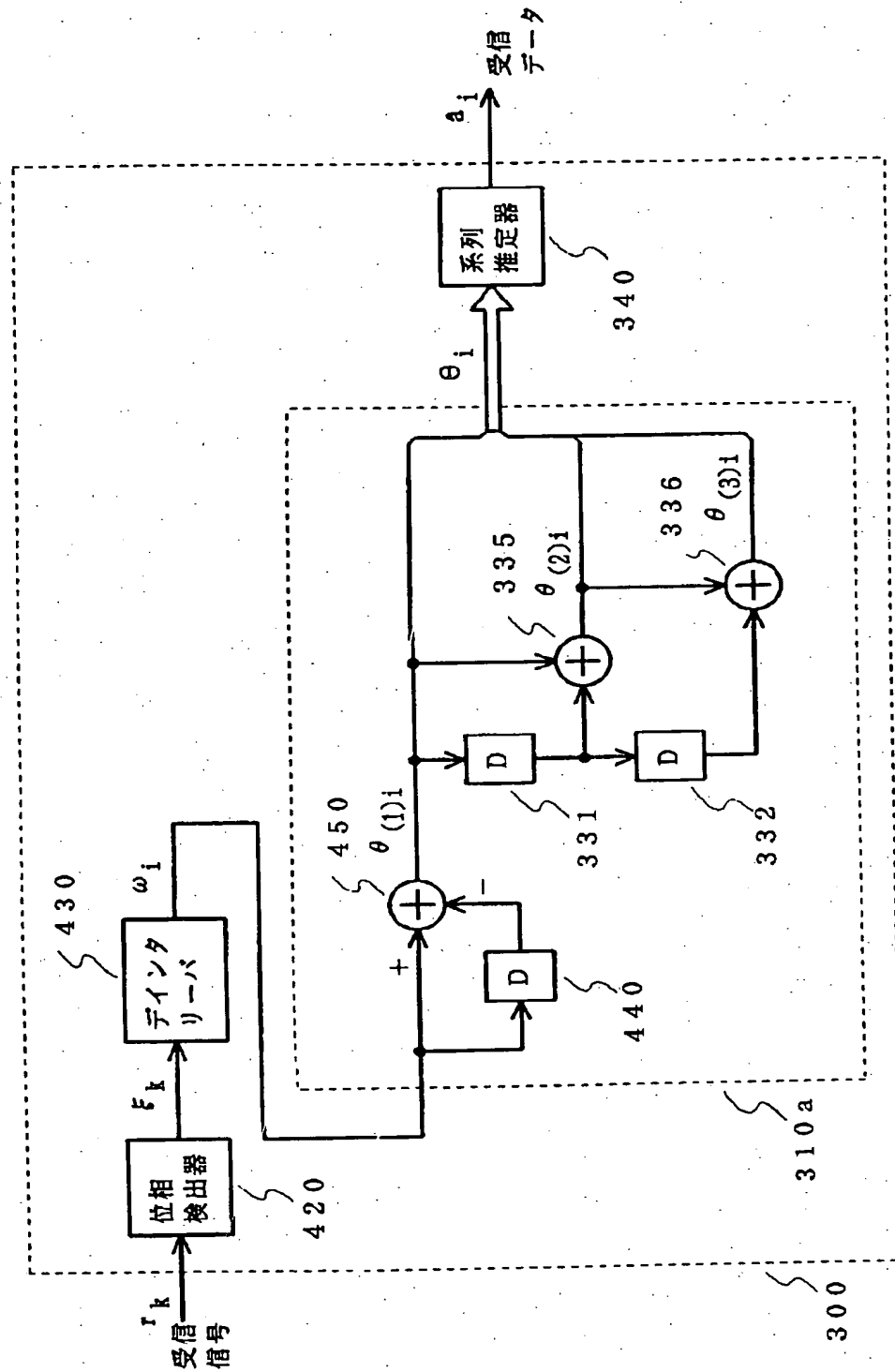
【図13】



【図15】



【図 18】



【図19】

